

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

ФГБОУ ВО «Уральский государственный горный университет»

И. о. проректора по учебно-методической
работе  УТВЕРЖДАЮ
В. В. Зубов

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КОНТРОЛЬНЫХ И РАСЧЕТНО-
ГРАФИЧЕСКИХ РАБОТ
Б1.О.26 ГИДРОМЕХАНИКА**

Направление
15.03.06 Мехатроника и робототехника

Профиль
Мехатроника и робототехника промышленных производств

Авторы: Двинин Л.А., доцент, к.т.н., Двинина Л. Б., доцент, к.т.н.

Одобрена на заседании кафедры

Технической механики

(название кафедры)

Зав. кафедрой

(подпись)

Волков Е.Б.

(Фамилия И.О.)

Протокол № 1 от 13.09.2024

(Дата)

Рассмотрена методической комиссией
факультета

Горно-механического

(название факультета)

Председатель

(подпись)

Осипов П.А.

(Фамилия И.О.)

Протокол № 2 от 18.10.2024

(Дата)

Екатеринбург

Методические указания адресованы студентам, обучающимся по направлению подготовки 15.03.06 Мехатроника и робототехника, и призваны обеспечить эффективную самостоятельную работу по курсу «ГИДРОМЕХАНИКА».

Форма контроля самостоятельной работы студентов – проверка на практическом занятии, контрольные работы, зачет.

ФОРМЫ И СОДЕРЖАНИЕ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

Расчетно-графическая работа

Расчетно-графические работы выполняются по методической литературе, изданной кафедрой:

Часс С. И. [Текст]: Гидромеханика. Сборник задач. – Екатеринбург: Изд-во УГГУ, 2010. – 145 с.

Часс С. И. [Текст]: Гидравлика. Гидромеханика. Сборник задач и контрольных заданий. – Екатеринбург: Изд-во УГГУ, 2009. – 137 с.

Номера вариантов берутся по номеру в списке группы или назначаются преподавателем, номера заданий берутся по таблице.

Методические рекомендации для решения задач и примеры для самостоятельного решения приведены в учебных пособиях:

Бегенина Т.П.: Гидромеханика: Конспект лекций. – Екатеринбург: Изд-во УГГУ, 2016. – 224 с.

Часс С. И.: Гидравлика, гидромеханика. Механика жидкости и газа. Учебное пособие. – Екатеринбург: Изд-во УГГУ, 2013. – 215 с.

Тематика расчетно-графических работ:

1. Определение давления в точке жидкости, приборы для измерения давления. Гидростатический закон распределения давления, закон Паскаля.
 2. Аналитический метод и графоаналитический метод определения силы на плоские поверхности.
 3. Определение силы давления на криволинейные поверхности, закон Архимеда.
 4. Ламинарный и турбулентный режимы движения, гидравлические сопротивления, расчет простых коротких трубопроводов.
 5. Элементы расчетов сложных трубопроводных систем.
- Для подготовки к практическим занятиям преподаватель может привлекать дополнительную литературу, а также раздаточный материал.

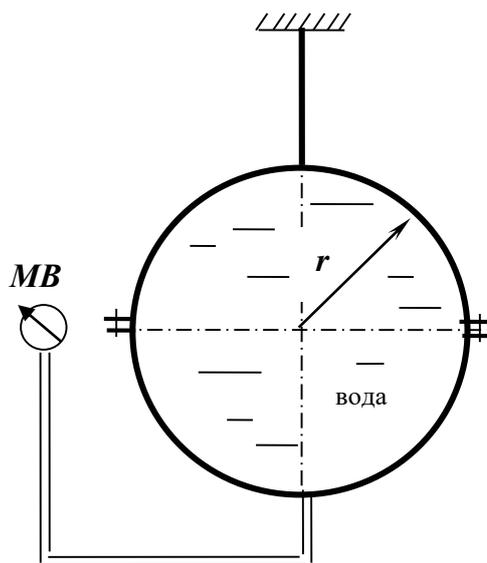
Подготовка к контрольной работе проводится студентом самостоятельно в рамках часов, выделенных на самостоятельную работу в учебном плане.

Контрольная работа № 1

1. Дать понятие вязкости жидкости. Представить коэффициенты, характеризующие вязкость жидкости, единицы измерения коэффициентов. Записать закон Ньютона.
2. Представить давление $p=720$ мм рт. ст. в единицах измерения системы СИ.
3. Определить какое давление – манометрическое или вакуум – показывает мановакуумметр, если абсолютное давление в измеряемой области равно 68 кПа. Величину давления представить в барах.
4. Определить давление в резервуаре, заполненном водой, на глубине $h = 1,2$ м, если избыточное давление на поверхности жидкости $p_{\text{изб}}=62$ кПа.
5. Сформулировать закон Архимеда.

Задача

Шаровой сосуд радиусом $r = 0,4$ м, заполненный водой, висит на тяге, прикрепленной к его верхней половине. Найти давление в центре сосуда (показание пружинного мановакуумметра MB), при котором нижнюю половину сосуда, имеющую силу тяжести $G = 1500$ Н, можно не закреплять. Каким должно быть показание прибора, если силу тяжести не учитывать?

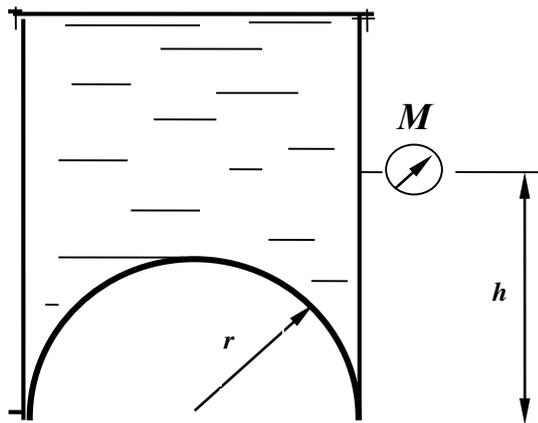


Контрольная работа № 2

1. Записать формулу связи коэффициентов вязкости: динамического μ и кинематического ν .
2. Представить давление $p = 1,2$ ат в единицах измерения системы СИ.
3. Определить абсолютное давление в резервуаре, заполненном воздухом, если показание вакуумметра, установленного на резервуаре, равно $p_{\text{вак}} = 0,6$ ат.
4. Определить каким будет показание манометра (в бар), установленного на глубине $h = 1,2$ м открытого резервуара, заполненного бензином. Плотность бензина $\rho_{\text{б}} = 700$ кг/м³.
5. Записать дифференциальные уравнения равновесия жидкости.

Задача

Определить силу давления воды на полусферическое дно резервуара радиуса $r = 1$ м, если показание манометра M , установленного на расстоянии $h = 1,3$ м, равняется $p_{\text{ман}} = 0,2$ бар.

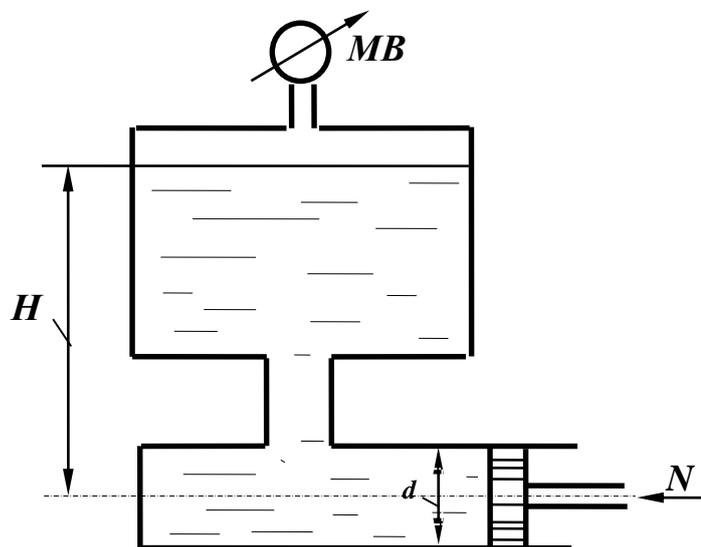


Контрольная работа № 3.

1. Дать понятие физического свойства жидкости *сжимаемость*. Привести формулу коэффициента объемного сжатия.
2. Представить давление $p = 196$ кПа в атмосферах технических (ат).
3. Манометрическое давление в измеряемой области равно $p_{\text{ман}} = 32$ кПа. Записать величину абсолютного давления в области измерения.
4. Избыточное давление на поверхности масла в закрытом резервуаре равно $p_{\text{изб}} = 0,13$ ат. На какой глубине h установлен манометр, если его показание равно $p_{\text{ман}} = 0,31$ ат; плотность масла $\rho_m = 900$ кг/м³.
5. Записать гидростатический закон распределения давления.

Задача

Определить усилие N , которое надо приложить к штоку поршня для удержания его на месте, если показание мановакуумметра $p_{\text{мв}} = 0,5$ ати, диаметр штока $d = 100$ мм, высота уровня масла над осью штока $H = 1,5$ м, плотность масла $\rho_m = 800$ кг/м³.

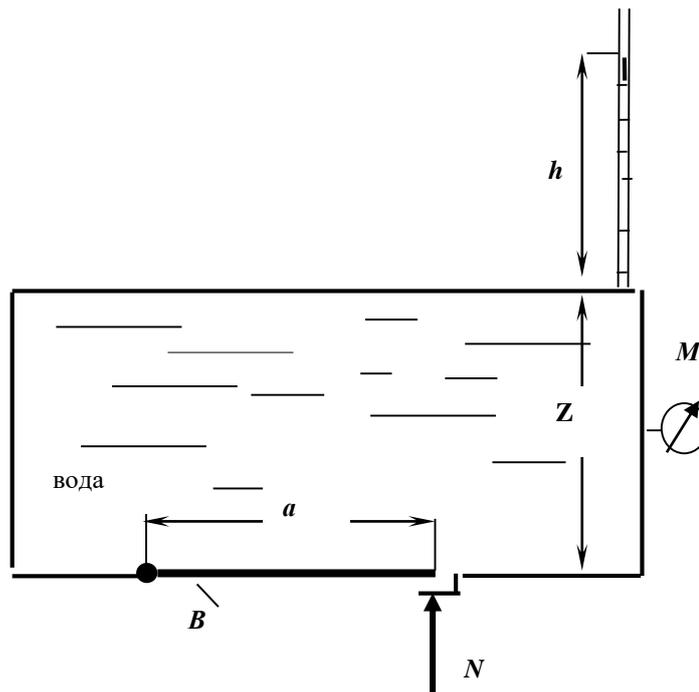


Контрольная работа № 4

1. Дать понятие физического явления *кавитация*.
2. Представить давление $p = 500$ мм рт.ст. в единицах измерения системы СИ.
3. Вакуумметрическое давление в измеряемой области равно $p_{\text{вак}} = 38$ кПа, записать величину абсолютного давления в области измерения.
4. Определить, каким должно быть давление на поверхности масла закрытого резервуара, если показание манометра на глубине $h = 0,8$ м равно $p_{\text{ман}} = 0,12$ ат. Плотность масла принять равной $\rho_m = 900$ кг/м³.
5. Сформулировать закон Паскаля.

Задача

Определить показание манометра M в центре боковой стенки резервуара с водой, а также усилие N , приложенное к запорному устройству плоской квадратной крышки B при следующих данных: $Z = 3$ м; $h = 2$ м; $a = 1$ м.

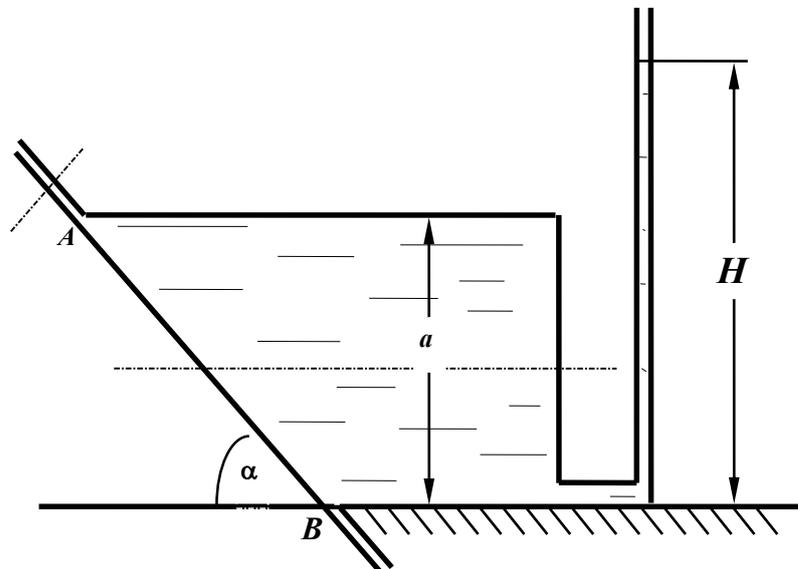


Контрольная работа № 5

1. Дать понятие гидростатического давления. Свойства гидростатического давления. Единицы измерения давления в системе СИ.
2. Представить давление $p = 200$ мм рт. ст. в Па.
3. Определить, какое давление, манометрическое или вакуум, показывает мановакуумметр и его величину, если абсолютное давление в измеряемой области равно $p_{\text{абс}} = 0,8$ ат.
4. Определить, каким будет показание мановакуумметра на глубине $h = 2,2$ м закрытого резервуара, заполненного водой, если на поверхности жидкости действует вакуумметрическое давление $p_{\text{вак}} = 0,1$ ат.
5. Дать определение свойства жидкости *вязкость*.

Задача

Определить силу давления на крышку маслобака AB , если показание пьезометра $H = 400$ мм, угол наклона крышки $\alpha = 45^\circ$. В сечении бак имеет форму квадрата со стороной $a = 200$ мм. Плотность масла $\rho_m = 900$ кг/м³.

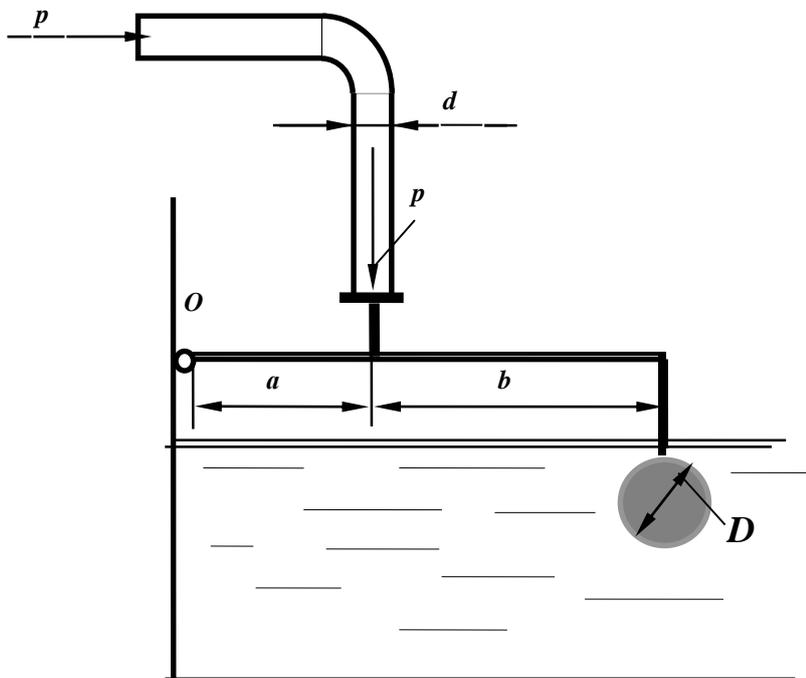


Контрольная работа № 6

1. Дать понятие плоскости уровня, представить уравнение плоскости уровня.
2. Представить перевод давления $p = 1,2$ ат в м вод.ст., в Па.
3. Дать понятие абсолютного давления. Записать абсолютное давление при манометрическом давлении $p_{\text{ман}} = 32$ кПа.
4. Показание манометра на определенной глубине в открытом резервуаре с водой равно $p_{\text{ман}} = 0,14$ ат. Определить, как изменится показание манометра на той же глубине, если резервуар заполнить маслом плотностью $\rho_m = 800$ кг/м³.
5. Нарисовать схему пьезометра для измерения абсолютного давления.

Задача

Вода, подаваемая под давлением $p = 2,5$ ати по трубе $d = 150$ мм, заполняет резервуар. Определить минимально необходимый диаметр D шарообразной поплавка, обеспечивающий автоматическое закрытие клапана при наполнении резервуара, если: $a = 100$ мм; $b = 500$ мм. Собственным весом рычага, клапана и поплавка пренебречь



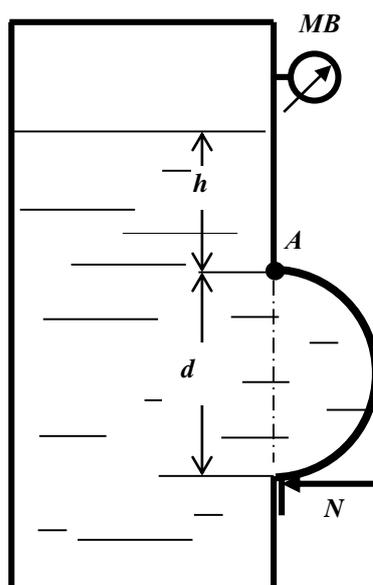
Контрольная работа № 7

1. Записать основное уравнение гидростатики, пояснить все входящие в него параметры.
2. Представить давление $p = 1,6$ ат в единицах измерения системы СИ.
3. Дать понятие абсолютного давления. Записать величину абсолютного давления при вакуумметрическом давлении $p_{\text{вак}} = 38$ кПа.
4. Показание манометра на определенной глубине открытого резервуара, заполненного бензином плотностью $\rho_{\text{бен}} = 700$ кг/м³, равно $p_{\text{ман}} = 0,12$ ат. Как изменится показание манометра на той же глубине, если резервуар заполнить маслом плотностью $\rho_{\text{мас}} = 900$ кг/м³.
5. По какой формуле следует определять силу давления жидкости на плоскую стенку, если на свободной поверхности жидкости действует абсолютное давление p_0 больше атмосферного, а не смоченная сторона стенки находится под атмосферным давлением?

Задача

Закрытый резервуар заполнен дизельным топливом с плотностью $\rho = 846$ кг/м³. В вертикальной стенке резервуара имеется прямоугольное отверстие, закрытое полуцилиндрической крышкой. Она может поворачиваться вокруг горизонтальной оси в точке A . Пренебрегая силой тяжести крышки, определить усилие N , которое нужно приложить к крышке, чтобы она не открывалась при следующих данных: $p_{\text{МВ}} = 11,4$ кПа; $d = 1$ м; $h = 1$ м; $b = 1,2$ м.

Размер b перпендикулярен плоскости чертежа.

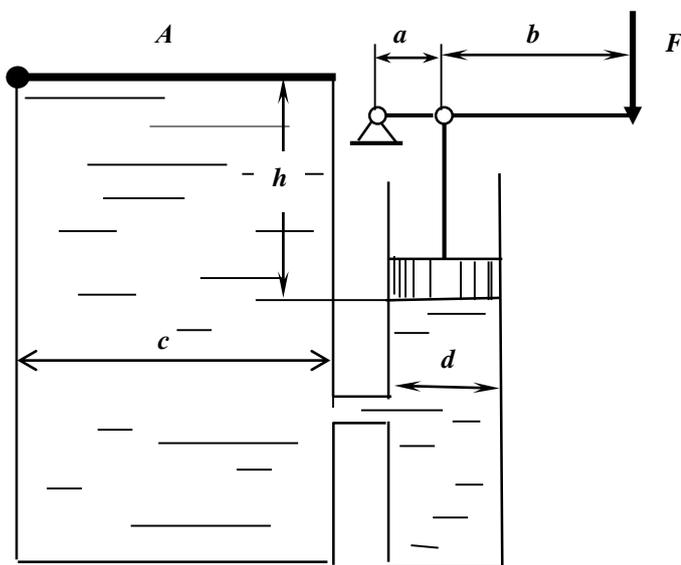


Контрольная работа № 8

1. Записать гидростатический закон распределения давления. Дать определение геометрического и пьезометрического напоров.
2. Представить давление $p = 196$ кПа в технических атмосферах (ат).
3. Определение абсолютного давления. Чему равно абсолютное давление при манометрическом давлении $p_{\text{ман}} = 62$ кПа.
4. Показание манометра, установленного на закрытом резервуаре, заполненном маслом плотностью $\rho_{\text{мас}} = 800$ кг/м³, равно $p_{\text{ман}} = 0,12$ ат. Рассчитать, какой должна быть высота уровня масла в пьезометре, выведенном на уровне установки манометра.
5. Дать понятие тела давления, на примерах пояснить различные тела давления.

Задача

К рычагу гидроусилителя приложена сила F . Определить силу давления жидкости с плотностью $\rho = 900$ кг/м³ на квадратную крышку A при следующих данных: $F = 180$ Н; $d = 40$ мм; $c = 1$ м; $h = 1$ м; $a = 10$ мм; $b = 40$ мм.

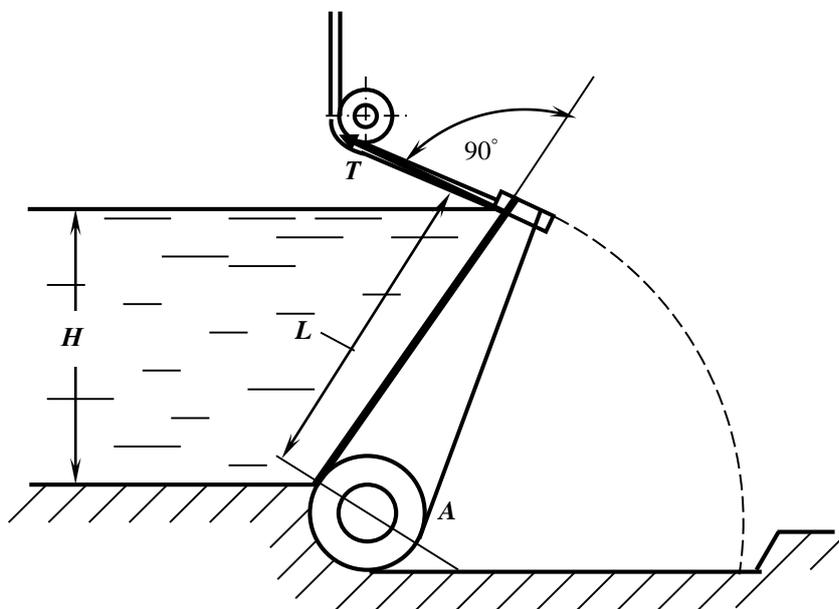


Контрольная работа № 9

1. Понятие гидростатического давления. Расчетная формула давления. Единицы измерения давления.
2. Представить давление, равное $p = 12$ м вод. ст., в единицах измерения системы СИ.
3. Абсолютное давление в измеряемой области равно $p_{\text{абс}} = 0,38$ ат. Установить, каким прибором следует пользоваться для измерения давления, рассчитать его величину в системе СИ.
4. Определить давление на поверхности жидкости закрытого резервуара, если показание ртутного U-образного манометра, установленного на глубине $h = 1,5$ м равно $p = 100$ мм рт.ст.
5. Какой зависимостью выражается гидростатический напор?

Задача

Плоский прямоугольный затвор с размерами $L = 2,5$ м и $B = 10$ м создает подпор воды $H = 2,3$ м. Затвор может вращаться относительно оси шарнира A . Определить силу натяжения троса T , удерживающую затвор в заданном положении. Размер B перпендикулярен плоскости чертежа



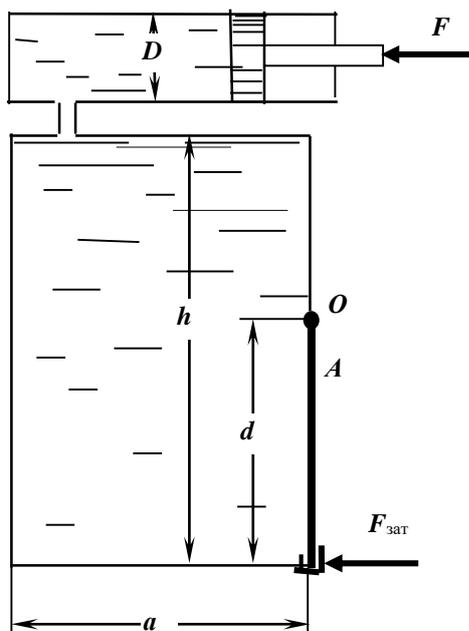
Контрольная работа № 10

1. Понятие физического свойства **вязкость**. Коэффициенты, характеризующие вязкость, единицы их измерения.
2. Перевести давление, равное 12 м вод.ст., в мм рт.ст.
3. Дать понятие абсолютного давления. Записать величину абсолютного давления в измеряемой области, если показание манометра в этой области равно $p_{\text{ман}} = 0,8$ ат.
4. Вакуумметрическое давление на поверхности воды в закрытом резервуаре равно $p_{\text{вак}} = 0,6$ ат. Установить, каким прибором следует измерить давление на глубине $h = 1,5$ м и рассчитать его величину.
5. Как расположена линия действия силы избыточного (весового) давления жидкости, действующей на плоскую фигуру любой формы?

Задача

Жидкость в емкости « $a \cdot h$ » нагревается до температуры 20°C . Определить усилие F , которое требуется приложить к поршню расширительного цилиндра диаметром D , чтобы сохранился прежний объем жидкости?

Также найти усилие $F_{\text{зат}}$, на которое должен быть рассчитан затвор круглой крышки диаметром d при следующих данных: плотность $\rho = 1000 \text{ кг/м}^3$, $d = 500 \text{ мм}$, $D = 260 \text{ мм}$, $h = 2 \text{ м}$, $a = 1,5 \text{ м}$; $\beta_T = 150 \cdot 10^{-6} 1/\text{град}$; $\beta_p = 0,5 \cdot 10^{-10} \text{ Па}^{-1}$.

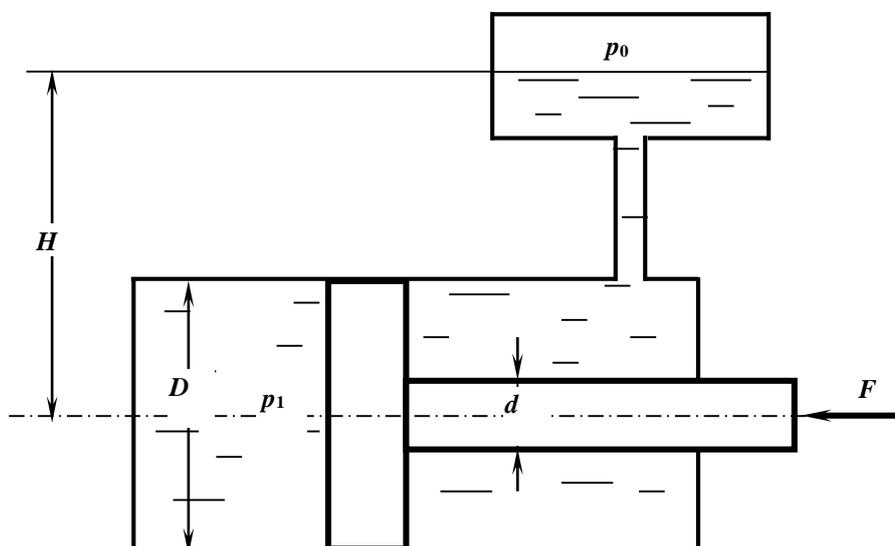


Контрольная работа № 11

1. Понятие *плоскости уровня*. Уравнение плоскости уровня. Значение параметров, входящих в уравнение.
2. Представить перевод давления $p = 100$ мм рт. ст. в единицах измерения системы СИ.
3. Записать величину абсолютного давления в измеряемой области, если показание вакуумметра в этой области $p_{\text{вак}} = 0,6$ ат.
4. Вакуумметрическое давление на поверхности закрытого резервуара равно $p_{\text{вак}} = 0,1$ ат. Установить каким прибором следует измерить давление на глубине $h = 3,0$ м и рассчитать его величину.
5. Размерность кинематического коэффициента вязкости в системе СИ

Задача

Определить давление жидкости p_1 в гидроцилиндре, необходимое для преодоления усилия на штоке F при следующих данных: $F = 10$ кН; диаметр поршня $D = 160$ мм; диаметр штока $d = 80$ мм; $p_0 = 20$ кПа, $H = 10$ м; $\rho = 900$ кг/м³.

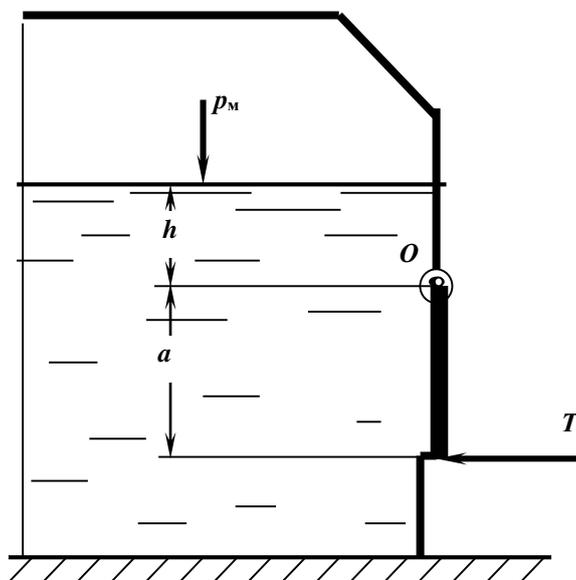


Контрольная работа № 12

1. Записать гидростатический закон распределения давления. Дать понятие геометрического и пьезометрического напоров.
2. Представить давление $p = 68$ кПа в м вод. ст.
3. Абсолютное давление в измеряемой области равно $p_{\text{абс}} = 198$ кПа. Установить, каким прибором следует пользоваться для измерения давления и рассчитать показание этого прибора.
4. Показание манометра на глубине $h = 1,5$ м закрытого резервуара, заполненного водой, равно $p_{\text{ман}} = 0,121$ ат. Определить, каким будет показание манометра на той же глубине, если резервуар будет заполнен маслом. Плотность масла равна $\rho_{\text{мас}} = 800$ кг/м³.
5. Записать дифференциальные уравнения равновесия жидкости; пояснить параметры, входящие в уравнения.

Задача

Усилие T удерживает плоскую квадратную крышку со стороной a в закрытом положении. Определить предельно допустимое значение избыточного давления над уровнем жидкости p_m , при котором крышка остается в закрытом положении, при следующих данных: $T = 2100$ Н, $a = 50$ см, $h = 2$ м, $\rho = 1000$ кг/м³.

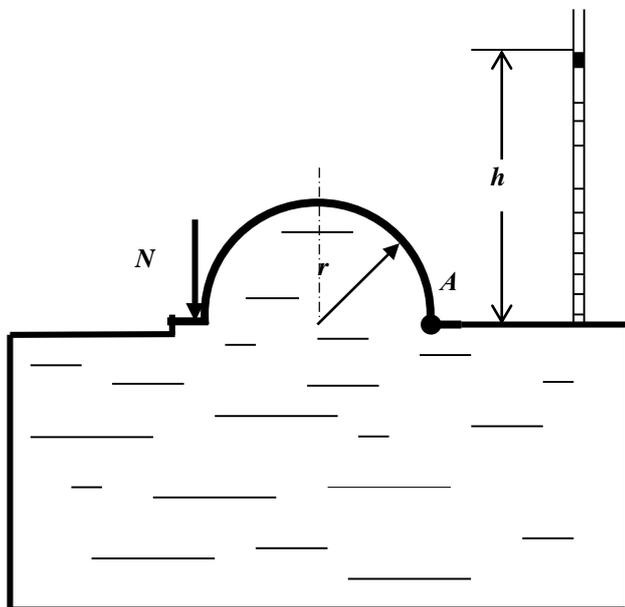


Контрольная работа № 13

1. Понятие физического свойства жидкости *капиллярность*.
2. Представить давление $p = 300$ мм рт.ст. в единицах измерения системы СИ.
3. Показание манометра в измеряемой области равно $p_{\text{ман}} = 0,12$ ат. Представить расчет абсолютного давления в этой области и его величину в системе СИ.
4. В закрытом резервуаре, заполненном бензином, показание манометра на некоторой глубине составляет $p_{\text{ман}} = 0,07$ ат. Определить пьезометрическую высоту, соответствующую этому давлению: $\rho_{\text{б}} = 700$ кг/м³.
5. Каковы единица измерения *динамической вязкости* ?

Задача

Определить усилие N , которое нужно приложить к цилиндрическому затвору, установленному на квадратном отверстии крышки резервуара с водой, при следующих данных: $h = 1$ м, $r = 0,2$ м. Затвор поворачивается вокруг шарнира в точке A .

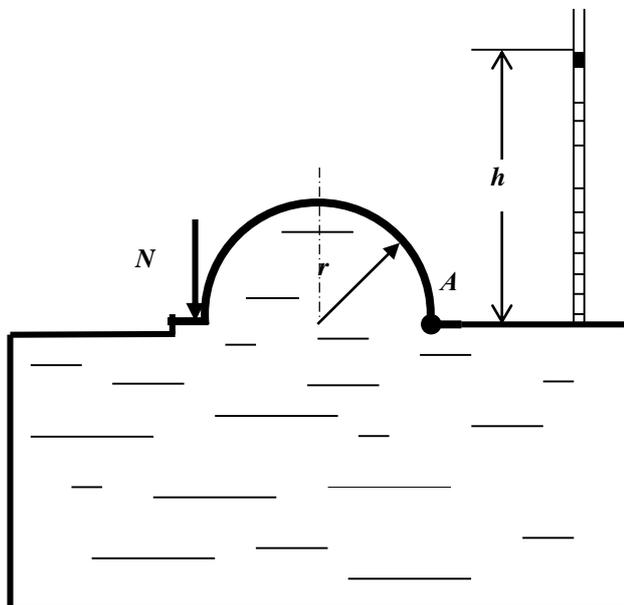


Контрольная работа № 14

1. Представить *основное уравнение гидростатики*, дать определение, пояснить значение входящих параметров.
2. Представить давление $p = 730$ мм рт.ст. в ат.
3. Абсолютное давление в измеряемой области равно $p_{\text{абс}} = 68$ кПа. Определить, каким будет показание мановакуумметра, установленного в этой области, и величину давления.
4. В закрытом резервуаре, заполненном маслом, показание манометра на определенной глубине составляет $p_{\text{ман}} = 0,06$ ат. Определить какой будет пьезометрическая высота (напор) на уровне установки манометра. Плотность масла принять $\rho_m = 800$ кг/м³.
5. Дать определение свойства жидкости *сжимаемость*.

Задача

Запорное устройство полусферической крышки радиусом r рассчитано на усилие N . Определить показание манометра в центре боковой стенки при максимально допустимом давлении в жидкости плотностью $\rho = 900$ кг/м³: $N = 90$ кН, $a = 3$ м, $r = 0,4$ м.



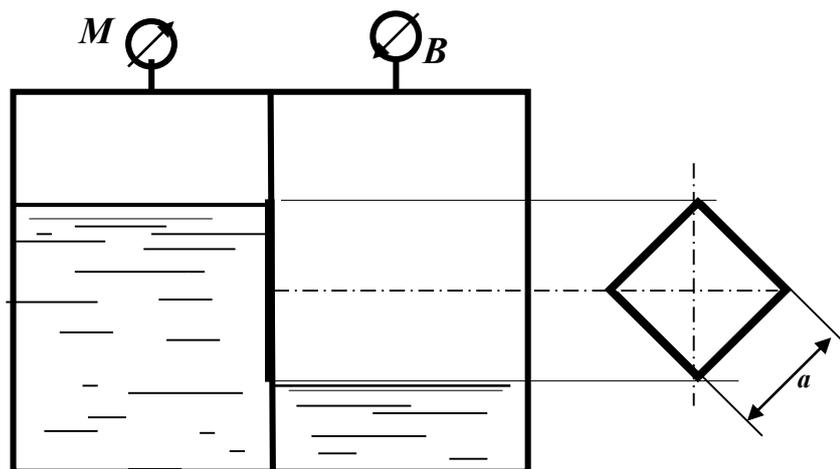
Контрольная работа № 15

1. Записать уравнения Эйлера для равновесного состояния жидкости. Пояснить параметры, входящие в уравнение.
2. Показание манометра на глубине $h = 2,5$ м закрытого резервуара, заполненного водой, равно $p_{\text{ман}} = 0,32$ ат. Определить, каким будет показание манометра на той же глубине, если резервуар будет заполнен маслом. Плотность масла равна $\rho_{\text{мас}} = 800$ кг/м³.
3. Определить показание механического вакуумметра (в ат), установленного на воздушном резервуаре, если показание ртутного вакуумметра, присоединенного к тому же резервуару, составляет 0,2 м.
4. В чем физический смысл понятия *гидростатического давления*.
5. Какие силы действуют в жидкости?

Задача

Замкнутый резервуар с нефтью ($\rho = 900$ кг/м³) разделен на две части плоской перегородкой, имеющей квадратное отверстие со стороной $a = 1$ м. Давление над нефтью в левой части резервуара определяется показанием манометра $p_M = 0,15$ ат, а в правой – показанием вакуумметра $p_B = 0,2$ ат.

Найти величину силы давления, действующей на крышку, закрывающую отверстие в перегородке, и точку ее приложения.

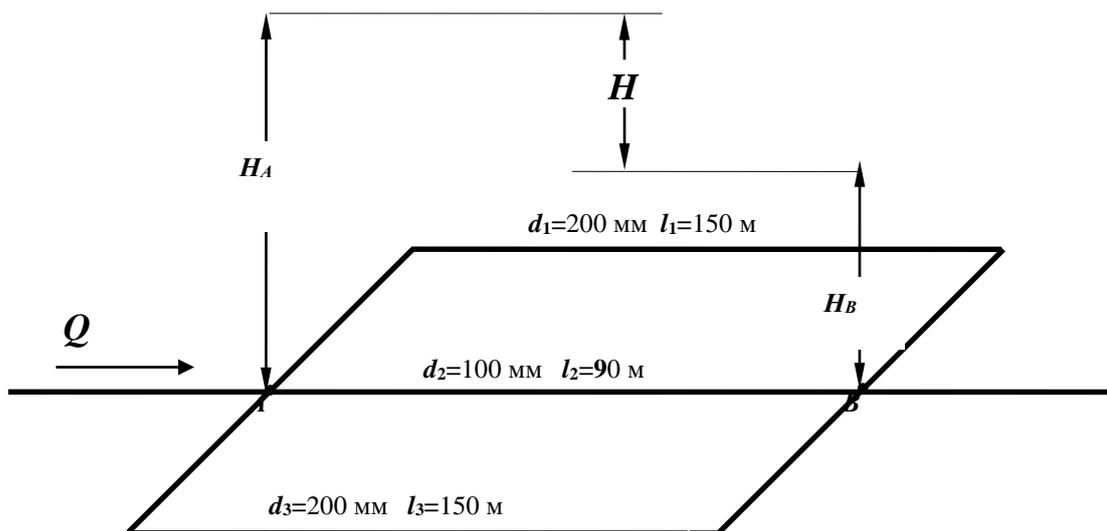


Контрольная работа № 16

1. Какое движение жидкости называется установившимся?
2. Определить диаметр трубы для пропуска воды с расходом $Q = 2,0$ л/с при скорости $V = 1,0$ м/с.
3. Рассчитать коэффициент сопротивления вентиля $\zeta_{\text{вент}}$, если потери напора в нем составляют $h_{\text{вент}} = 0,25$ м при скорости $V = 0,5$ м/с.
4. Записать уравнение Бернулли для целого потока реальной жидкости, представить диаграмму уравнения.
5. Определить режим движения жидкости в трубе $d = 100$ мм, шероховатостью $\Delta = 0,05$ мм при скорости движения $V = 0,21$ м/с. Коэффициент кинематической вязкости жидкости $\nu = 0,7 \times 10^{-6}$ м²/с. Для турбулентного режима проверить область сопротивления.

Задача

Определить расход воды, подводимый к системе параллельно соединенных труб, если действующий напор $H = 10$ м. Трубы стальные, новые. Местными потерями пренебречь.

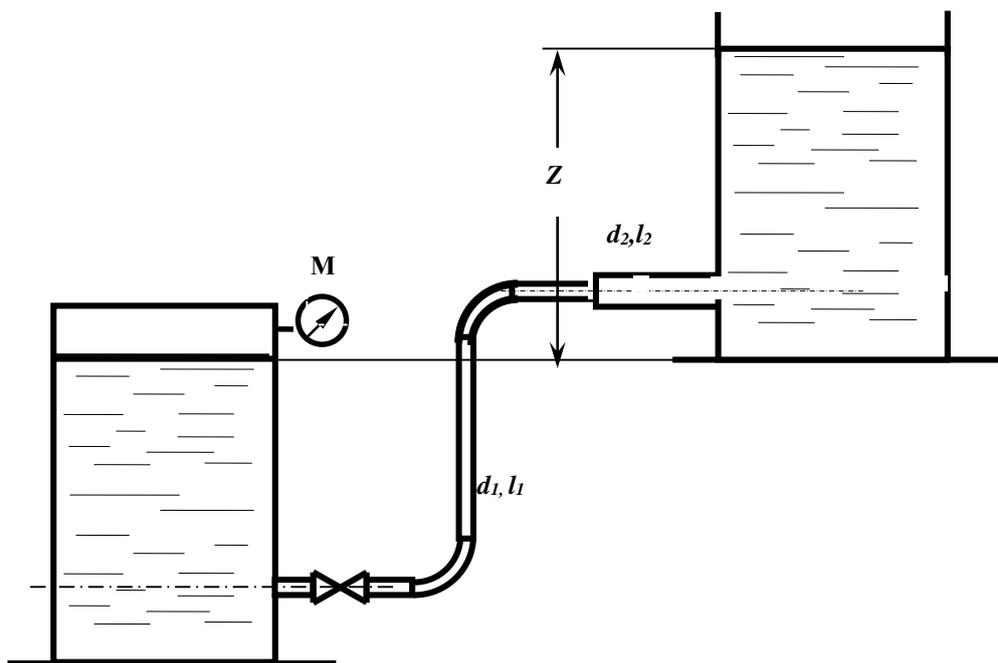


Контрольная работа № 17

1. Какое движение жидкости называется равномерным?
2. Определить скорость движения воды в трубе диаметром $d_1 = 50$ мм, если при постоянном расходе скорость в трубе $d_2 = 100$ мм равна $V_2 = 1,0$ м/с.
3. Геометрический смысл уравнения Бернулли для идеальной жидкости. Диаграмма уравнения.
4. Определить потери напора в пробковом кране $h_{кр}$, если коэффициент сопротивления крана $\zeta_{кр} = 17,0$, а скорость движения воды $V = 1,2$ м/с.
5. Определить потери напора при подаче воды по трубопроводу $d = 200$ мм и длиной $l = 1500$ м при скорости потока $V = 13,1$ см/с и температуре 10^0C ($\nu = 0,0131$ см²/с). Трубы стальные, новые ($\Delta = 0,05$ мм).

Задача

Определить максимально возможную высоту наполнения верхнего резервуара Z из нижней емкости при расходе воды $Q = 8$ л/с по двум коротким трубам $d_1 = 100$ мм, $l_1 = 40$ м, $d_2 = 150$ мм, $l_2 = 60$ м при показании манометра $p_M = 50$ кПа; $\nu = 0,01$ Ст; $\Delta = 0,1$ мм; пробковый кран закрыт на 30^0 .

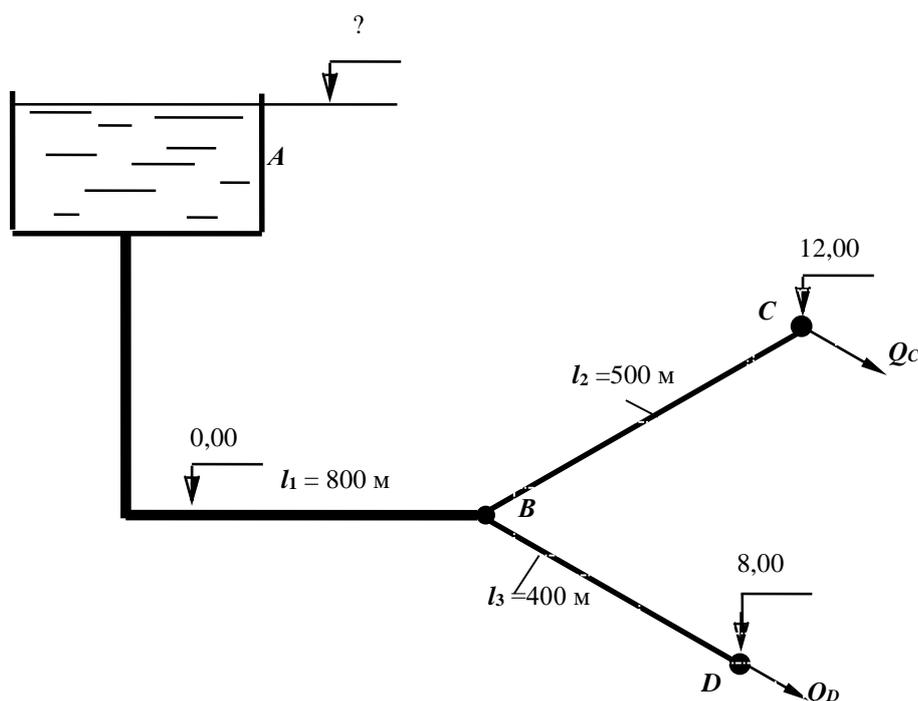


Контрольная работа № 18

1. Какой трубопровод называется коротким?
2. Рассчитать расход воды в трубе $d = 100$ мм при скорости $V = 1,27$ м/с.
3. Как экспериментально определяется скоростной напор и рассчитывается скорость в точке потока? Нарисовать схему прибора.
4. Какие гидравлические сопротивления называются местными? Привести расчетную формулу определения потерь напора в местных сопротивлениях.
5. Определить режим движения жидкости в трубе $d = 100$ мм и шероховатостью $\Delta = 0,05$ мм при пропускной способности $Q = 1,6$ л/с, если коэффициент кинематической вязкости $\nu = 0,7 \times 10^{-6}$ м²/с. Для случая турбулентного режима движения установить область сопротивления.

Задача

Из напорного бака A идет магистральный трубопровод длиной $l = 800$ м. В т. B магистраль разделяется на две нитки: одна идет к пункту C , где расходуется $Q_C = 11$ л/с, другая – к пункту D , где потребляется $Q_D = 95$ л/с. Определить диаметры каждого участка и отметку уровня воды в баке, при условии, что $V \leq 1,2$ м/с.



Контрольная работа № 19

1. От чего зависит величина коэффициента гидравлического трения в квадратичной области сопротивления турбулентного режима?

2. Рассчитать диаметр трубы для пропуска расхода $Q = 2$ л/с при скорости $V = 1,0$ м/с.

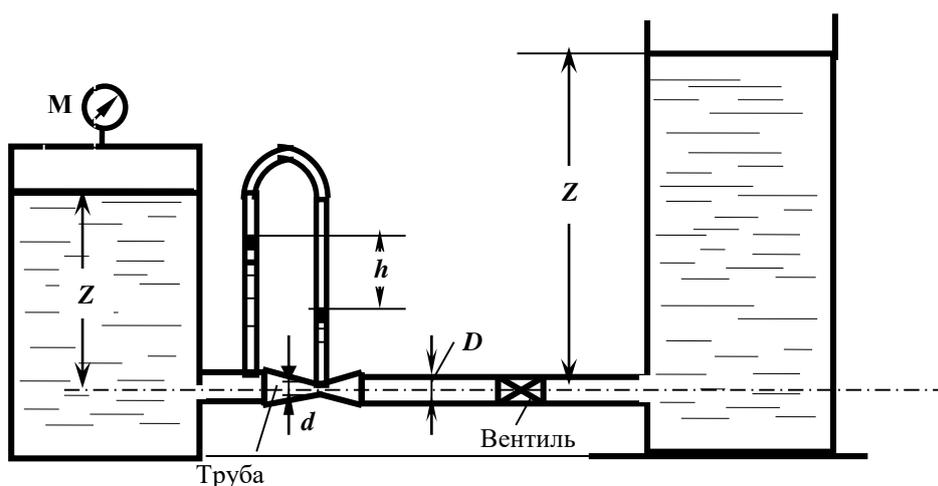
3. Каким прибором определяется полный напор в точке потока жидкости? Начертить схему прибора.

4. Какие внешние факторы вызывают потери напора по длине? Записать расчетные зависимости для определения этих потерь.

5. Определить режим движения жидкости в трубе диаметром $d = 50$ мм при расходе $Q = 1,2$ л/с, если коэффициент кинематической вязкости жидкости равен $\nu = 0,3 \times 10^{-4}$ м²/с.

Задача

В трубопроводе диаметром $D = 100$ мм длиной $l = 100$ м установлен расходомер Вентури с модулем $d^2/D^2 = 0,3$. Определить расход воды Q по перепаду уровней жидкости в дифманометре $h = 0,5$ м. Определить избыточное давление на поверхности жидкости в баке, под действием которого происходит движение при следующих данных: $Z_1 = 2$ м, $Z_2 = 5$ м, коэффициенты сопротивления вентиля принять $\zeta_{\text{вен}} = 7,0$; трубы Вентури $\zeta_{\text{Вент}} = 0,5$; остальные коэффициенты местных сопротивлений по таблице. Труба водопроводная нормальная (коэффициент Дарси при турбулентном режиме можно определить по таблице).

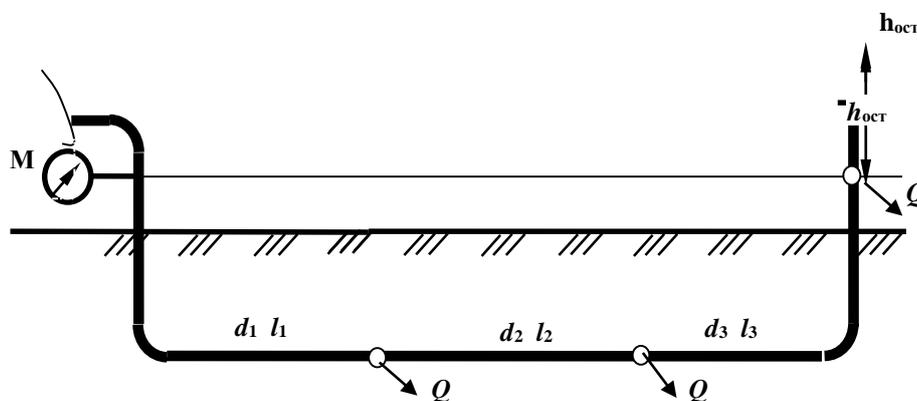


Контрольная работа № 20

1. Какой трубопровод называется простым?
2. Рассчитать гидравлический радиус потока жидкости в круглой трубе диаметром $d = 100$ мм и в трубе квадратного сечения со стороной $a = 200$ мм.
3. Представить уравнение Бернулли для элементарной струйки реальной жидкости, начертить диаграмму уравнения. Дать пояснение всех параметров, входящих в уравнение.
4. Как изменятся потери напора по длине при постоянном расходе, если диаметр трубопровода уменьшится в 2 раза? Показать расчетом.
5. Определить, при каком значении коэффициента кинематической вязкости ν возможен ламинарный режим в трубе $d = 50$ мм при скорости движения $V = 1,2$ м/с.

Задача

Определить расходы воды у потребителей в системе трех последовательно соединенных труб: $d_1 = 200$ мм, $l_1 = 600$ м, $d_2 = 150$ мм, $l_2 = 300$ м, $d_3 = 100$ мм, $l_3 = 200$ м, если показания манометра в начале системы $p_m = 3,0$ ат и остаточный напор у потребителя должен быть не менее 10 м. Местные потери принять равными 5% от потерь по длине. Построить пьезометрическую линию.

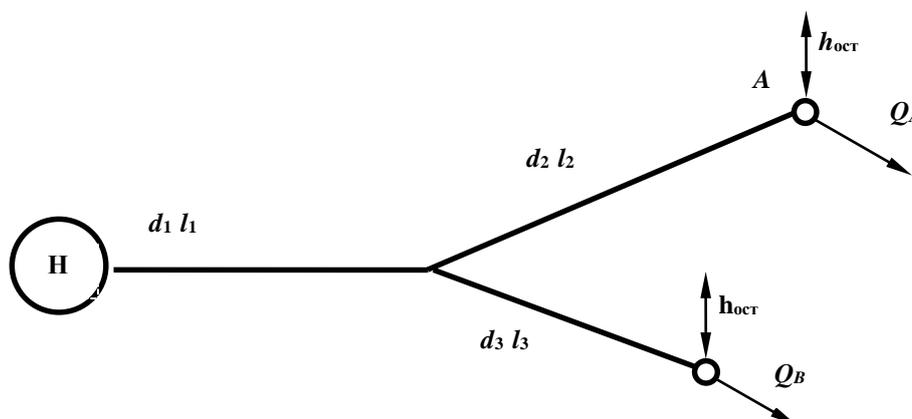


Контрольная работа № 21

1. Дать определение ламинарного режима.
2. Определить, при какой скорости воды в трубе диаметром $d = 100$ мм будет обеспечен расход $Q = 2,0$ л/с.
3. Записать уравнение Бернулли для элементарной струйки реальной жидкости, построить диаграмму уравнения, пояснить параметры, входящие в уравнение.
4. Рассчитать потери напора по длине в трубе диаметром $d = 100$ мм длиной $L = 10$ м при расходе $Q = 8,2$ л/с и коэффициенте гидравлического трения $\lambda = 0,04$.
5. Определить режим движения воды в трубе диаметром $d = 100$ мм при скорости $V = 1,2$ м/с, если кинематический коэффициент вязкости $\nu = 10^{-6}$ м²/с, шероховатость внутренней поверхности трубы $\Delta = 0,5$ мм. При турбулентном режиме установить область сопротивления.

Задача

Рассчитать тупиковую водопроводную систему, снабжающую водой шахты A и B , а также определить высоту водонапорной башни H (действующий напор), если остаточный напор у потребителя должен быть не менее 10 м, расходы шахт составляют $Q_A = 40$ л/с; $Q_B = 60$ л/с, эксплуатационная скорость в трубах $V_{\text{экс}} = 1,5$ м/с; длины участков: $l_1 = 1000$ м, $l_2 = 1200$ м, $l_3 = 900$ м. Местные потери принять равными 10% от потерь по длине. Построить пьезометрическую линию. Чертеж представлен в плане

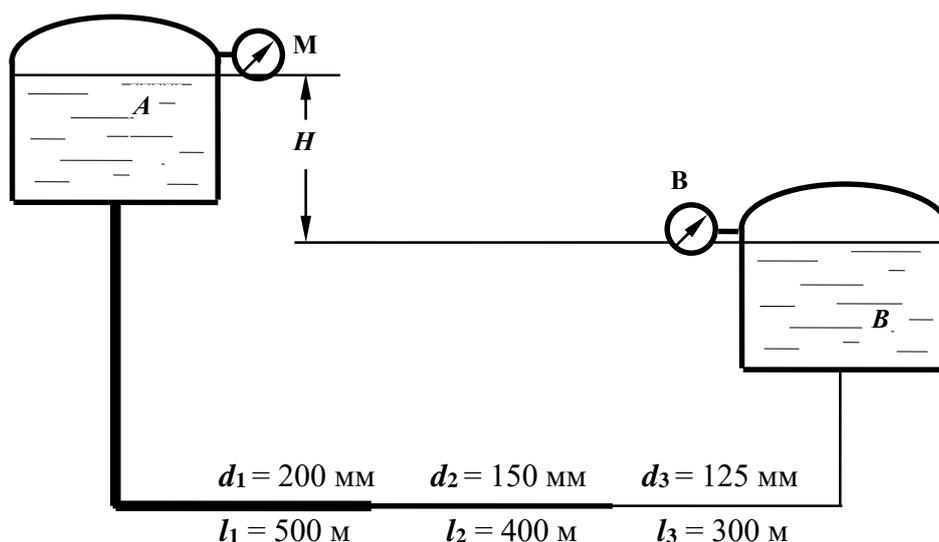


Контрольная работа № 22

1. Охарактеризовать турбулентный режим движения.
2. Определить пропускную способность (расход) для трубы диаметром $d = 100$ мм при скорости движения потока воды $V = 1,27$ м/с.
3. Записать уравнение Бернулли для потока вязкой жидкости, построить диаграмму уравнения. Пояснить параметры, входящие в уравнение.
4. Рассчитать коэффициент гидравлического трения λ для водопроводной трубы $d = 100$ мм, длиной $L = 40$ м, если потери напора по длине $h_l = 1,5$ м при расходе $Q = 9,5$ л/с.
5. Определить режим движения воды в трубе диаметром $d = 50$ мм с шероховатостью $\Delta = 1,0$ мм при скорости $V = 1,2$ м/с, если кинематический коэффициент вязкости $\nu = 10^{-6}$ м²/с. Для турбулентного режима установить область сопротивления.

Задача

Расход $Q = 20$ л/с поступает из напорного бака A в резервуар B по системе последовательно соединенных труб (размеры – на схеме). Определить H при следующих показаниях приборов: $p_{\text{ман}} = 0,5$ ат, $p_{\text{вак}} = 0,2$ ат. Трубы водопроводные нормальные. Местные потери составляют 10% потерь по длине. Построить пьезометрическую линию.

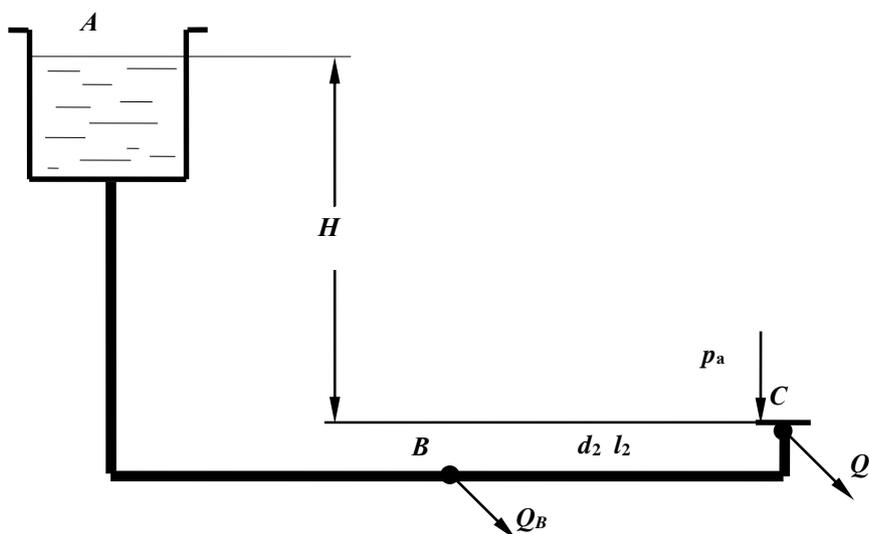


Контрольная работа № 23

1. Что такое критическая скорость и как ее определить для трубопровода?
2. Определить пропускную способность (расход) для трубы диаметром $d = 100$ мм, при скорости движения потока воды $V = 2,0$ м/с; какой режим движения в трубе при этой скорости?
3. Построить диаграмму уравнения Бернулли для элементарной струйки реальной жидкости; пояснить геометрический смысл уравнения.
4. Как изменятся потери напора по длине, если расход жидкости увеличится в 2 раза, показать расчетом.
5. Определить, при какой скорости возможен ламинарный режим для потока жидкости в трубе диаметром $d = 50$ мм, если коэффициент кинематической вязкости жидкости равен $\nu = 0,3 \times 10^{-4}$ м²/с.

Задача

Из водонапорного бака A в пункты B и C подаются одинаковые расходы воды $Q_B = Q_C = Q$. Определить величину Q расхода у потребителей, если напор $H = 15$ м, трубы водопроводные, нормальные, соединены последовательно: $d_1 = 100$ мм, $l_1 = 500$ м, $d_2 = 75$ мм, $l_2 = 300$ м. Местные потери принять равными 5% от потерь по длине.

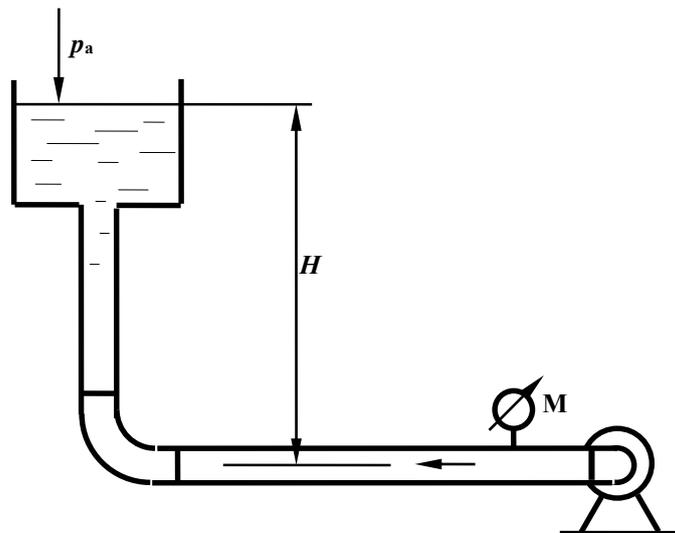


Контрольная работа № 24

1. Записать уравнение неразрывности потока.
2. Дать понятие гидростатического напора в сечении потока. Как он определяется экспериментально?
3. Рассчитать при каком значении коэффициента сопротивления пробкового крана $\zeta_{кр}$ будет обеспечен расход $Q = 1$ л/с в трубе диаметром $d = 50$ мм, если величина потерь напора в кране составляет $h_{кр} = 25$ см.
4. Определить потери напора по длине в трубе длиной $L = 20$ м диаметром $d = 50$ мм с абсолютной шероховатостью $\Delta = 0,5$ мм при расходе $Q = 2,5$ л/с, если коэффициент кинематической вязкости воды $\nu = 10^{-6}$ м²/с.
5. Рассчитать гидравлический радиус потока жидкости в круглой трубе диаметром $d = 200$ мм и в трубе квадратного сечения со стороной $a = 100$ мм.

Задача

Определить манометрическое давление, которое должен создавать насос, чтобы подать воду в количестве $Q = 5$ л/с в водонапорный бак на высоту $H = 12$ м по трубопроводу длиной $l = 50$ м с высотой выступов шероховатости внутренней поверхности трубы $\Delta_1 = 1$ мм; при температуре воды $t = 15^\circ\text{C}$ ($\nu = 0,011463$ см²/с). Диаметр трубы $d = 150$ мм, коэффициент сопротивления колен $\zeta_{кол} = 0,29$.

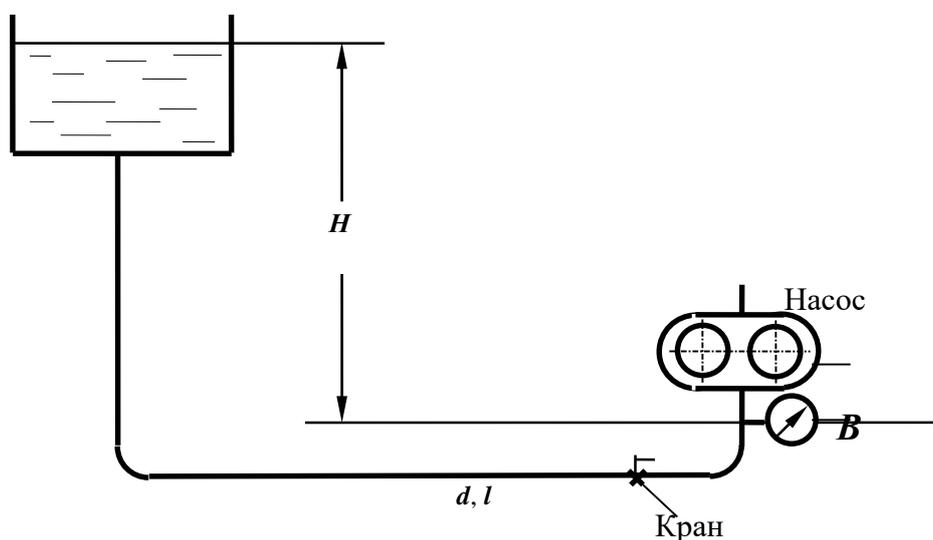


Контрольная работа № 25

1. Определение потерь напора по длине с помощью обобщенных параметров.
2. Рассчитать диаметр трубопровода для пропуска расхода $Q = 4$ л/с при скорости $V = 1,6$ м/с.
3. Записать уравнение Бернулли для потока вязкой жидкости, построить диаграмму уравнения. Пояснить параметры, входящие в уравнение, исходя из геометрической интерпретации уравнения.
4. Определить потери напора в пробковом кране $h_{кр}$, если коэффициент сопротивления крана $\zeta_{кр} = 27,0$, а скорость движения воды $V = 2,1$ м/с.
5. Определить режим движения жидкости в трубе диаметром $d = 100$ мм с абсолютной шероховатостью $\Delta = 0,05$ мм при скорости $V = 0,21$ м/с, если коэффициент кинематической вязкости жидкости $\nu = 0,7 \times 10^{-6}$ м²/с.

Задача

Определить расстояние H от уровня жидкости в маслобаке, если давление на входе в шестеренный насос системы смазки, подающий расход $Q = 1$ л/с машинного масла $p_{\text{вак}} = 0,1$ ат; $\rho_m = 900$ кг/м³, $\nu = 38 \cdot 10^{-6}$ м²/с, $d = 35$ мм, $l = 5$ м, $\zeta_{кр} = 4$, $\zeta_{\text{кол}} = 0,3$.

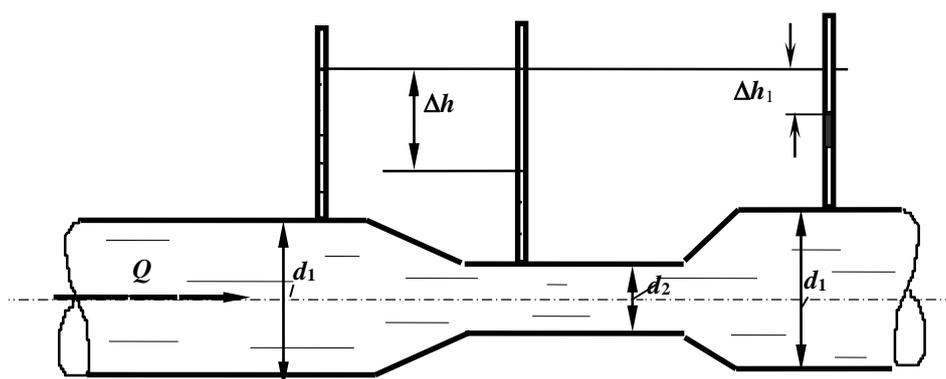


Контрольная работа № 26

1. Дать определение понятия «*гидравлически гладкие стенки*».
2. Определить разность показаний трубки Пито и пьезометра, если скорость в точке установки прибора равна $u = 0,21$ м/с. Начертить схему установки приборов.
3. Как преобразуется уравнение Бернулли при переходе от элементарной струйки идеальной жидкости к элементарной струйке реальной вязкой жидкости; привести формулы, пояснить параметры.
4. Определить разность показаний пьезометров, установленных до и после пробкового крана, если скорость движения воды в трубопроводе равна $V = 0,8$ м/с, а коэффициент сопротивления пробкового крана равен $\zeta_{кр} = 7,0$.
5. Определить, каким должно быть давление в начале трубы для транспортирования воды, если длина участка составляет $L = 150$ м, диаметр $d = 100$ мм с абсолютной шероховатостью $\Delta = 0,5$ мм, показание манометра в конце участка $p = 0,7$ ат, пропускная способность трубы равна $Q = 6,3$ л/с, кинематический коэффициент вязкости жидкости $\nu = 10^{-6}$ м²/с.

Задача

Определить разность показаний пьезометров Δh , установленных на водомере Вентури с диаметрами $d_1 = 100$ мм, $d_2 = 50$ мм, если расход воды равен $Q = 3$ л/с. Потерями напора в водомере пренебречь, коэффициент Кориолиса α принять равным 1. Найти также Δh_1 для случая учета сопротивления трубы Вентури, если принять $\zeta_{Вентури} = 0,5$.

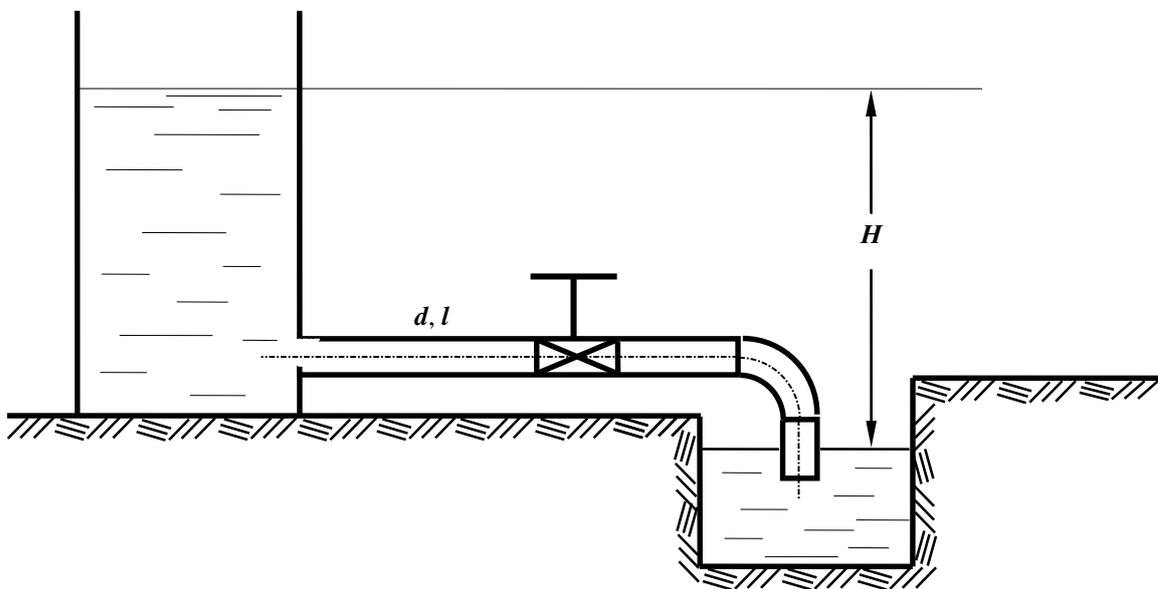


Контрольная работа № 27

1. Каким должен быть коэффициент сопротивления вентиля, чтобы при пропускной способности трубопровода $Q = 2,5$ л/с потери напора в вентиле составили $h_{\text{вент}} = 32$ см. Диаметр трубопровода равен $d = 50$ мм.
2. Определить скорость по оси потока жидкости в горизонтальной трубе, если показание трубки Пито, установленной по оси потока равно 100 мм, а показание пьезометра – 50 мм. Начертить схему установки приборов.
3. Записать уравнение Бернулли для потока реальной жидкости, начертить диаграмму уравнения.
4. Разность показаний пьезометров, установленных на расстоянии $L = 5$ м в горизонтальной водопроводной трубе диаметром $d = 50$ мм, равна 30 см. Определить коэффициент гидравлического трения (λ), если расход воды составляет $Q = 2,5$ л/с.
5. Что такое квадратичная область сопротивления?

Задача

Определить, какой должна быть разность уровней трансформаторного масла в резервуаре и отстойнике, чтобы по трубе диаметром $d = 50$ мм и длиной $l = 25$ м проходил расход $Q = 3,0$ л/с. На трубе установлен пробковый кран с углом открытия $\alpha = 20^\circ$. Кинематический коэффициент вязкости масла $\nu = 0,38 \cdot 10^{-4}$ м²/с.

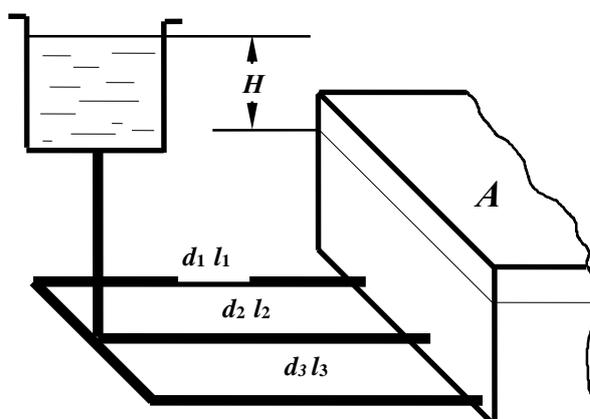


Контрольная работа № 28

1. Пояснить, какие параметры составляют гидравлическую характеристику сечения потока. Дать определения.
2. В горизонтальной трубе с плавным сужением скорость в первом сечении равна $V=0,5$ м/с, пьезометрический напор $-p_1/\rho g = 0,8$ м. Рассчитать пьезометрический напор во втором сечении, если диаметр трубы уменьшится в два раза.
3. Как преобразуется уравнение Бернулли при переходе от элементарной струйки идеальной жидкости к элементарной струйке реальной жидкости. Записать уравнения.
4. Рассчитать критическую скорость для потока бензина в трубе диаметром $d = 50$ мм, если кинематический коэффициент вязкости бензина равен $\nu = 0,7 \times 10^{-6}$ м²/с.
5. Определить давление в начале водопроводной стальной трубы длиной $L = 200$ м, диаметром $d = 100$ мм с абсолютной шероховатостью $\Delta = 0,5$ мм, если показание манометра в конце участка $p = 0,9$ ат, пропускная способность трубы равна $Q = 5,3$ л/с, кинематический коэффициент вязкости жидкости $\nu = 10^{-6}$ м²/с.

Задача

В бассейн A из напорного бака через три параллельно соединенных трубопровода поступает расход $Q = 50$ л/с. Определить необходимый напор H и расход в каждом трубопроводе, трубы водопроводные, нормальные; область сопротивления – квадратичная. Местные потери напора принять равными 10% от потерь по длине. Размеры труб: $d_1=150$ мм; $l_1=450$ м; $d_2=100$ мм; $l_2=400$ м; $d_3=200$ мм; $l_3=420$ м.

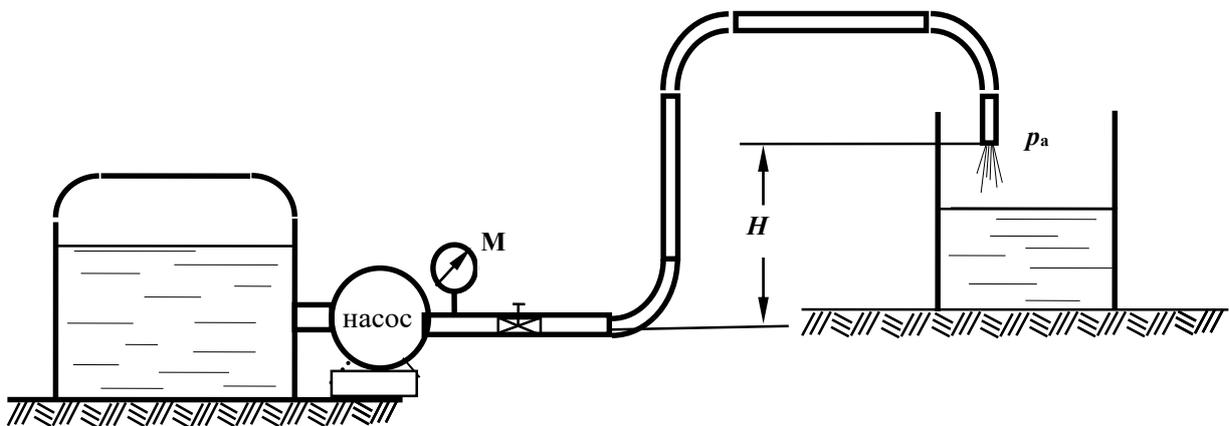


Контрольная работа № 29

1. Записать дифференциальные уравнения движения жидкости (уравнение Эйлера).
2. Рассчитать скоростной напор потока воды в трубе диаметром $d = 100$ мм, если при таком же расходе скоростной напор в трубе диаметром $d = 50$ мм равен $0,2$ м.
3. Записать уравнение Бернулли для элементарной струйки вязкой жидкости. Дать пояснения параметров, входящих в уравнение, учитывая его геометрическую интерпретацию. Построить диаграмму уравнения.
4. При какой скорости потока воды произойдет переход от ламинарного режима к турбулентному в стеклянной трубе диаметром $d = 30$ мм, если кинематический коэффициент вязкости равен $\nu = 10^{-6}$ м²/с.
5. Определить потери напора при подаче воды по трубопроводу диаметром $d = 50$ мм и длиной $l = 150$ м при скорости потока $V = 1,3$ м/с и температуре 10°C ($\nu = 0,0131$ см²/с). Трубы стальные, новые ($\Delta = 0,05$ мм).

Задача

Определить длину трубопровода диаметром $d = 100$ мм ($\Delta = 0,5$ мм), с помощью которого бензин ($\rho = 700$ кг/м³ и $\nu = 3,0 \cdot 10^{-6}$ м²/с) может быть поднят на высоту $H = 12$ м при пропускной способности $Q = 6$ л/с, если показания манометра, установленного после насоса, $p_m = 1,2$ ат. Истечение бензина происходит в атмосферу. Сумму коэффициентов местных сопротивлений принять равной $\sum \zeta = 6,0$.



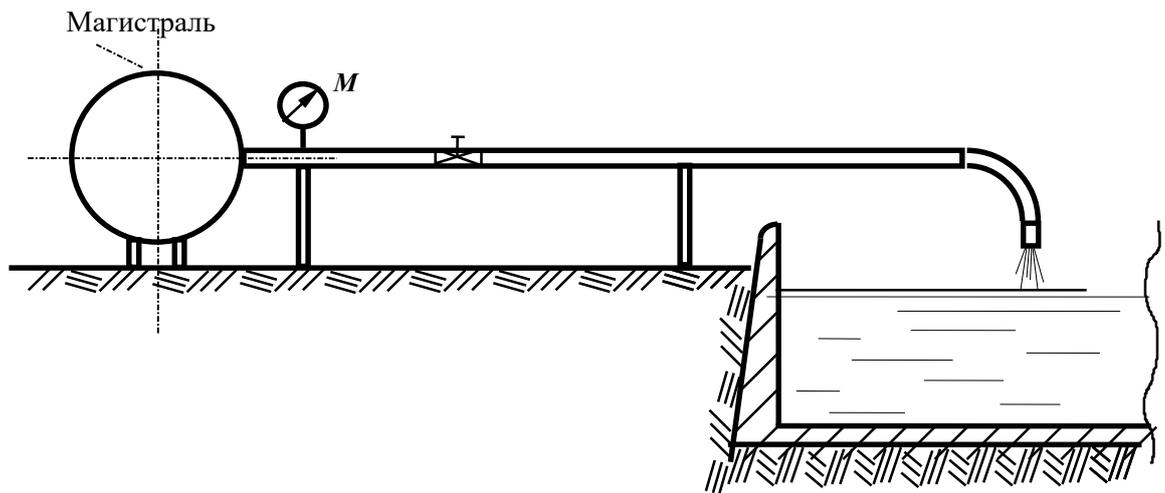
Контрольная работа № 30

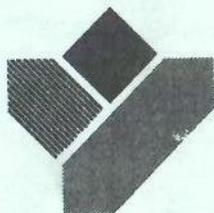
1. Пояснить понятие *коэффициент расхода трубопровода*.
2. Определить сторону a квадратного сечения трубопровода пропускной способностью $Q = 2,5$ л/с при скорости движения жидкости $V = 1,0$ м/с.
3. Как преобразуется уравнение Бернулли при переходе от элементарной струйки реальной жидкости к целому потоку? Записать уравнения.
4. Определить при какой скорости движения воды в водопроводной трубе диаметром $d = 50$ мм и длиной $L = 40$ м потери напора по длине составят $h_l = 30$ см. Коэффициент гидравлического трения $\lambda = 0,03$.
5. Определить давление в конце водопроводной трубы длиной $L = 150$ м, диаметром $d = 100$ мм ($\Delta = 1,0$ мм), если показание манометра в начале трубы $p = 0,87$ ат, расход составляет $Q = 6,3$ л/с ($\nu = 10^{-6}$ м²/с).

Задача

Определить какой объем воды (W) наполнится в бассейне за 30 мин, если на трубе установлен пробковый кран с углом закрытия $\alpha = 30^\circ$ и одно колено.

Через нормальную водопроводную трубу длиной $l = 50$ м и диаметром $d = 100$ мм, присоединенную к магистральному трубопроводу с избыточным давлением $p_m = 100$ кПа,





**Министерство образования Российской
Федерации**

**Уральская государственная горно-
геологическая академия**

Т. П. Бебенина, С. И. Часс, Н. В. Савинова

**ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ
ПО ГИДРОДИНАМИКЕ**

Екатеринбург

2004

Министерство образования Российской Федерации
Уральская государственная горно-геологическая академия

ОДОБРЕНО
Методической комиссией
горномеханического факультета

“ 3 ” ноября _____ 2003г.

Председатель комиссии, проф.


_____ Н.Б. Ситников

Т. П. Бебенина, С. И. Часс, Н. В. Савинова

**ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ
ПО ГИДРОДИНАМИКЕ**

Лабораторный практикум по гидродинамике. /Т.П. Бебенина, С.И. Часс, Н.В. Савинова; Уральская госуд. горно-геол. академия. Каф. технической механики. - Екатеринбург: Изд. УГГА, 2004. - 69с.

Методическое пособие составлено в соответствии с программами курса «Гидромеханика» и «Гидравлика».

Лабораторный практикум по гидродинамике содержит теоретические основы гидравлического экспериментирования, методы и технику выполнения лабораторных работ, материалы для обработки экспериментальных данных и оценки точности эксперимента. Практикум включает основные лабораторные работы по разделу «Гидродинамика» и предназначен в качестве учебного пособия для студентов всех специальностей, изучающих гидравлические дисциплины.

Методическая разработка рассмотрена на заседании кафедры технической механики 04.07.2003 года (протокол № 45) и рекомендована для издания.

Рецензент – Л.И. Пастухова, канд. техн. наук, доцент кафедры гидравлики УГТУ (УПИ).

© Уральская государственная горно-геологическая академия, 2004

Содержание

1. <i>Лабораторная работа №1.</i> Экспериментальное изучение уравнения Д.Бернулли.	4
2. <i>Лабораторная работа №2.</i> Изучение режимов движения жидкости	20
3. <i>Лабораторная работа №3.</i> Определение потерь напора по длине и коэффициента гидравлического трения.	28
4. <i>Лабораторная работа №4.</i> Определение местных потерь напора и коэффициентов местных сопротивлений.	41
5. <i>Лабораторная работа №5.</i> Истечение жидкости через отверстие и насадки.	51
6. <i>Лабораторная работа №6.</i> Определение эквивалентной шероховатости.	63
Список использованной литературы.	69

Лабораторная работа № 1

Экспериментальное изучение уравнения Бернулли

Уравнение Бернулли – одно из основных уравнений прикладной гидродинамики. С его помощью решается широкий круг инженерных задач. Принцип действия многих приборов для измерения скорости и расхода потока жидкости основан на использовании уравнения Бернулли.

В гидравлике уравнение Бернулли используется трёх видов:

- для элементарной струйки идеальной жидкости,
- для элементарной струйки вязкой жидкости,
- для потока реальной (вязкой) жидкости.

Вывод каждого последующего уравнения базируется на предыдущем. В то же время каждое уравнение имеет самостоятельное значение и свой круг задач, решаемых с его помощью.

1.1. Теоретические положения

Уравнение Бернулли - уравнение движения жидкости, устанавливающее связь между давлением, скоростью и положением сечения потока или, иначе, между удельной кинетической и удельной потенциальной энергией:

- для элементарной струйки идеальной жидкости

$$z_1 + \frac{p_1}{\rho g} + \frac{u_1^2}{2g} = z_2 + \frac{p_2}{\rho g} + \frac{u_2^2}{2g}; \quad (1.1)$$

- для элементарной струйки вязкой жидкости

$$z_1 + \frac{p_1}{\rho g} + \frac{u_1^2}{2g} = z_2 + \frac{p_2}{\rho g} + \frac{u_2^2}{2g} + h'_{w_{1-2}}; \quad (1.2)$$

- для потока реальной (вязкой) жидкости

$$z_1 + \frac{p_1}{\rho g} + \frac{\alpha_1 v_1^2}{2g} = z_2 + \frac{p_2}{\rho g} + \frac{\alpha_2 v_2^2}{2g} + h_{w_{1-2}}. \quad (1.3)$$

Индексы 1 и 2 соответствуют номерам сечений потока, расположенных по ходу движения жидкости.

В уравнениях приняты обозначения:

z – расстояние по вертикали от плоскости сравнения до центра живого сечения, м;

p – абсолютное давление в центре сечения, Па;

ρ – плотность жидкости, кг/м³;

g – ускорение свободного падения, м/с²;

u – действительная скорость в *сечении струйки* или в *точке сечения* потока, м/с;

v – средняя скорость в сечении потока, м/с;

α – коэффициент Кориолиса;

h_w, h_w' – потери энергии (напора) при движении единицы веса жидкости между двумя сечениями струйки и потока.

1.1.1. Энергетическая интерпретация уравнения Бернулли

Все слагаемые уравнения Бернулли выражают энергетические характеристики жидкости, а именно *удельные* (т.е. соответствующие единице веса жидкости) энергии:

z – *удельная потенциальная энергия положения*;

$\frac{p}{\rho g}$ – *удельная потенциальная энергия давления*;

$\frac{u^2}{2g}, \frac{\alpha v^2}{2g}$ – *удельная кинетическая энергия* движущейся жидкости;

$z + \frac{p}{\rho g} + \frac{\alpha v^2}{2g}$ – *удельная механическая (полная) энергия*.

Для *идеальной* жидкости удельная механическая энергия остается постоянной во всех сечениях одной и той же элементарной струйки, взятых по ее длине, т.е. уравнение Бернулли (1.1) выражает *закон сохранения энергии*.

Движение *вязкой* жидкости вызывает обязательное появление касательных напряжений в соответствии с законом вязкого трения. Работа касательных напряжений приводит к переходу части механической энергии в тепло, которое рассеивается по всему объему жидкости и теряется безвозвратно. Поэтому в уравнение Бернулли (1.2) вводится дополнительный член h_{w1-2} , учитывающий затраты энергии при движении между двумя сечениями струйки.

Поток жидкости конечных размеров теоретически представляется в виде совокупности бесчисленного множества элементарных струек. И, переходя от струйки к целому потоку жидкости, энергию струек, входящих в сечение потока, складывают. При этом удельная потенциальная энергия для потока жидкости с *установившимся равномерным* движением выражается так же, как и для струйки, вследствие справедливости для данного вида движения гидростатического закона распределения давления: для всех точек одного и того же сечения $z + p/(\rho g) = \text{const}$.

При определении кинетической энергии в сечении потока необходимо учитывать закон распределения скорости по живому сечению, который весьма сложен и зависит от режима течения. Поэтому для практических расчетов при решении *одномерных* задач вводят понятие средней скорости, по которой и определяют удельную кинетическую энергию в сечении потока. *Средняя скорость* – это скорость, постоянная во всех точках сечения, при которой расход остается таким же, как при действительном распределении скоростей в точках сечения:

$$v = Q/\omega, \quad (1.4)$$

где Q – расход жидкости;
 ω – площадь живого сечения потока.

При определении кинетической энергии по средней скорости появляется ошибка, которую устраняют введением коэффициента α , называемым коэффициентом Кориолиса (коэффициентом корреляции кинетической энергии) и учитывающим неравномерность распределений действительной скорости. Тогда удельная кинетическая энергия для потока имеет вид: $\alpha v^2/2g$

Уравнение Бернулли для *потока* вязкой жидкости – это уравнение *баланса удельной энергии* при движении жидкости между двумя сечениями, записанное на основе закона сохранения энергии, где затраты удельной механической энергии, вызванные вязким трением, учтены слагаемым h_{w1-2} .

1.1.2. Геометрическая интерпретация уравнения Бернулли

Все слагаемые, входящие в уравнение Бернулли, имеют размерность длины и характеризуют следующие высоты (или напоры):

- z - *геометрическая высота (геометрический напор)* - высота положения центра сечения, которая отсчитывается по вертикали от выбранной горизонтальной *плоскости сравнения*;

- $\frac{P}{\rho g}$ - *пьезометрическая высота (пьезометрический напор)*,

определяется с помощью пьезометра, установленного в рассматриваемом сечении потока;

- $\frac{\alpha v^2}{2g} = H_{ск}$ - *скоростной напор* (или высота скоростного напора).

Сумма геометрического и пьезометрического напоров называется *гидростатическим напором*:

$$z + \frac{P}{\rho g} = H_{ст}. \quad (1.5)$$

Гидростатический и скоростной напоры в сумме составляют *полный напор*:

$$H = H_{ст} + H_{ск} = z + \frac{p}{\rho g} + \frac{\alpha v^2}{2g} \quad (1.6)$$

Геометрическая интерпретация слагаемых уравнения обусловлена их экспериментальным определением, которое поясняется рис. 1.1. Отсчитывая для сечения геометрический z и пьезометрический $p/(\rho g)$ напоры по одной шкале с нулем, расположенным на плоскости сравнения 0-0, по уровню воды в пьезометре сразу получаем величину *статического напора* $H_{ст}$.

Полный напор H в *точке* сечения, например, в его центре, может быть определен *трубкой Пито*. Это стеклянная трубка, один конец (носик) которой загнут под углом 90° и установлен навстречу потоку (см. рис. 1.1). По уравнению Бернулли можно получить, что труб-



Рис.1.1. Экспериментальное определение статического, полного и скоростного напоров

ка Пито определяет величину полного напора H , а разность показаний трубки Пито и пьезометра соответствует величине скоростного напора в данной точке сечения

$$\frac{u^2}{2g} = H_{ск} \quad (1.7)$$

На этом основано определение действительной скорости u в *точке* потока, в которой располагается носик трубки Пито:

$$u = \sqrt{2gH_{ск}} \quad (1.8)$$

1.1.3. Диаграмма уравнения Бернулли, ее построение и анализ

При движении потока жидкости в трубе переменного сечения с изменением диаметра имеют место:

- перераспределения видов механической энергии (напоров);
- затраты энергии на преодоление гидравлических сопротивлений.

Это отражается с помощью диаграммы.

Графическое изображение напоров в сечениях, взятых по длине потока и связанных уравнением Бернулли, называют *диаграммой уравнения*.

Построение диаграммы для трех сечений трубопровода рассмотрено на рис. 1.2.

На трубопроводе намечены сечения 1-1, 2-2, 3-3 с различными диаметрами d_1 , d_2 , d_3 . В сечениях установлены пьезометры, по которым в каждом сечении определяется статический напор. На схеме трубопровода в принятом масштабе для каждого сечения от выбранной горизонтальной плоскости сравнения 0-0 откладывается величина статического напора $H_{ст}$, в которую входят геометрический z и пьезометрический $p/(\rho g)$ напоры.

Линия, соединяющая значения статических напоров в сечениях по длине потока, называется *пьезометрической линией*. Эта линия наглядно показывает изменения давления в сечениях, вызванные измене-

ниями их размеров. При переходе от большого сечения 1-1 к меньшему 2-2 давление падает, к большему 3-3 - вновь возрастает, т.е., пьезометрическая линия для трубопровода переменного сечения по ходу движения жидкости может как опускаться, так и подниматься. Затем в каждом сечении рассчитывается средняя скорость v и скоростной напор $\alpha v^2/(2g)$. По условию неразрывности потока скоростной напор в сечении 2-2 больше скоростного напора в сечении 1-1, т.е. часть потенциальной энергии жидкости преобразуется в кинетическую. Это подтверждено на диаграмме (см. рис. 1.2) падением пьезометрической линии. И, наоборот, при переходе к большему сечению 3-3 скоростной напор уменьшается, давление возрастает. Пьезометрическая линия поднимается.

Складывая статический напор $H_{ст}$ с рассчитанным скоростным напором $\alpha v^2/(2g)$, в каждом сечении определяют полный напор H .

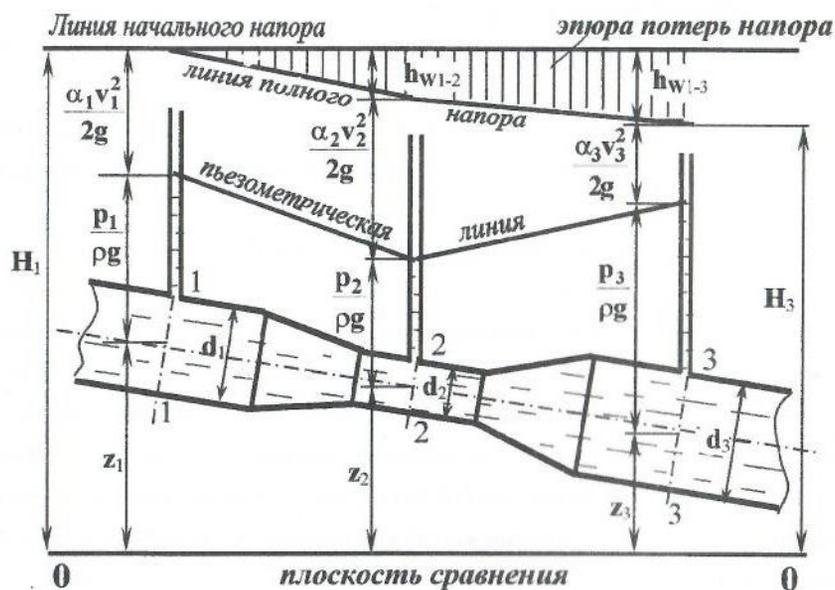


Рис.1.2. Диаграмма уравнения Бернулли для потока вязкой жидкости

Линия, соединяющая на диаграмме значения полных напоров в сечениях по длине потока, называется *линией полного напора* или *линией полной удельной энергии*. Полный напор в сечениях потока непрерывно уменьшается на величину *потерь напора* (напора, затраченного на преодоление гидравлических сопротивлений), поэтому *линия полного напора* обязательно *понижается* по ходу движения жидкости.

Проведя горизонтальную линию на уровне полного напора в *первом* сечении (линию начального напора), получают на диаграмме область, называемую *эпюрой потерь напора*, заштрихованную вертикальными штриховыми линиями. Их высота соответствует разностям полного напора в сечении 1-1 и в любом последующем сечении, и показывает потери напора в гидравлических сопротивлениях от начала движения до рассматриваемого сечения.

1.2. Выполнение лабораторной работы

1.2.1. Цель лабораторной работы

Основная цель - научиться определять параметры, входящие в уравнение Бернулли:

- на напорном трубопроводе переменного сечения проследить по приборам переход потенциальной энергии в кинетическую и обратно (при изменении размера сечений) в соответствии с уравнением Бернулли;
- по опытным данным построить диаграмму уравнения Бернулли, а именно, пьезометрическую линию, линию полного напора и эпюру потерь напора;
- проанализировать построенную диаграмму;
- для указанных сечений определить скоростной напор с помощью трубки Пито и пьезометра, рассчитать максимальную скорость в сечении и сравнить ее со средней скоростью потока в данном сечении.

1.2.2. Описание лабораторной установки

Опытная установка (рис. 1.3, б) состоит из напорного бака, наклонно расположенной трубы переменного сечения и мерной емкости. В напорный бак для поддержания постоянного напора во время проведения опыта может подаваться вода с помощью подпиточной трубы из системы водоснабжения или с помощью насоса из зумпфа. Труба переменного сечения снабжена регулирующим вентилям и пробковым краном для обеспечения установившегося движения при проведении опыта.

Рабочий участок трубы расположен на стенде и выполнен из оргстекла. На стенде обозначена *плоскость сравнения*, принятая за «0» шкалы, и выполнена градуировка по вертикали (цена деления – 1 см).

По длине рабочего участка трубы для выполнения лабораторной работы выбраны 19 характерных сечений, отражающих все изменения ее конфигурации и отвечающих целям работы. В каждом таком сечении выведены штуцеры для присоединения к пьезометрическим трубкам и для установки трубок Пито (в сечениях 1, 2, 4, 7, 11, 15, 19).

На участке трубы от 13 до 19 сечения имеются штуцеры для отбора жидкости по пути следования. Это – *путевой расход* $Q_{\text{пут}}$. Для определения его величины предназначена мерная емкость – бак, который имеет градуировку с ценой деления 5000 см^3 . На трубе за рабочим участком установлен расходомер – механический счетчик количества протекающей жидкости. Он предназначен для измерения объема транзитного расхода $Q_{\text{тр}}$, т.е., расхода, который присутствует в трубе от начала до конца.

Кроме упомянутых приборов в работе используются секундомеры для определения времени заполнения фиксированного объема воды в мерном баке и при работе с расходомером.

Экспериментальные данные во время выполнения работы заносятся в бланк с таблицей и со схемой установки (см. рис. 1.3). Бланк по ходу обработки эксперимента заполняется расчетными данными и затем на нем с использованием схемы трубопровода строится диаграмма уравнения Бернулли.

1.2.3. Порядок выполнения работы

1. На установке с помощью подпиточной трубы, регулирующего вентиля и пробкового крана обеспечивается установившееся движение жидкости (вместо подпиточной трубы может быть использован насос).

2. Затем в *каждом* сечении снимаются *показания пьезометров* и заносятся в первую строку бланка отчета.

3. В сечениях, где установлены трубки Пито, определяется *разность показаний трубки Пито и пьезометра*, что соответствует величине скоростного напора в точке установки трубки Пито, т.е. по оси потока. Данные заносятся в 7-ю строку бланка.

4. На установке работает бригада из нескольких человек. *Одновременно* со снятием показаний пьезометров проводится определение *времени заполнения указанного объема воды* в мерном баке и *времени прохождения установленного объема* по водомеру.

1.2.4. Обработка результатов эксперимента

1. Расход определяется объёмным методом:

$$Q_{\text{пут}} = W_{\text{пут}} / t_{\text{пут}}; \quad Q_{\text{тр}} = W_{\text{тр}} / t_{\text{тр}}; \quad (1.9)$$

$$Q = Q_{\text{пут}} + Q_{\text{тр}}; \quad (1.10)$$

где $W_{\text{пут}}$; $W_{\text{тр}}$ – объём путевого расхода и объём транзитного расхода, см^3 ;

$t_{\text{пут}}$; $t_{\text{тр}}$ – соответствующее время, с.

По приведенным формулам определяется величина расхода в сечениях с 1 по 13.

Определение расхода в последующих сечениях зависит от количества штуцеров, открытых во время опыта. Рассмотрим несколько примеров.

а) ОБРАБОТКА ОПЫТНЫХ ДАННЫХ

Объем транзитного расхода $W_{тр} = \text{см}^3$; время прохождения транзитного расхода $t_{тр} = \text{с}$; транзитный расход $Q_{тр} = \text{см}^3/\text{с}$
 Объем пугевого расхода $W_{пуг} = \text{см}^3$; время заполнения объема пугевого расхода $t_{пуг} = \text{с}$; пугевой расход $Q_{пуг} = \text{см}^3/\text{с}$
 Общий расход воды $Q = Q_{тр} + Q_{пуг} = \text{см}^3/\text{с}$, $Q_{19} = \text{см}^3/\text{с}$, $Q_{18} = \text{см}^3/\text{с}$, $Q_{17} = \text{см}^3/\text{с}$

№№ шп	Наименование параметров	Номера сечений																			
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	
1.	Статический напор (удельная потенциальная энергия) $z + p/\rho g$, см																				
2.	Площадь живого сечения Ω , см ²																				
3.	Средняя скорость в сечении v , рассчитанная через расход $v = Q/\Omega$, см/с																				
4.	Скоростной напор в сечении (удельная кинетическая энергия) $\alpha v^2/2g$, см; при $\alpha=1,1$																				
5.	Полный напор в сечении (полная удельная энергия) $z + \frac{p}{\rho g} + \frac{\alpha v^2}{2g}$, см																				
6.	Потери напора h_w , см (рассчитываются относительно сечения 1)																				
7.	Скоростной напор по оси потока $u^2/2g$, см																				
8.	Скорость по оси потока u , см/с																				

б)

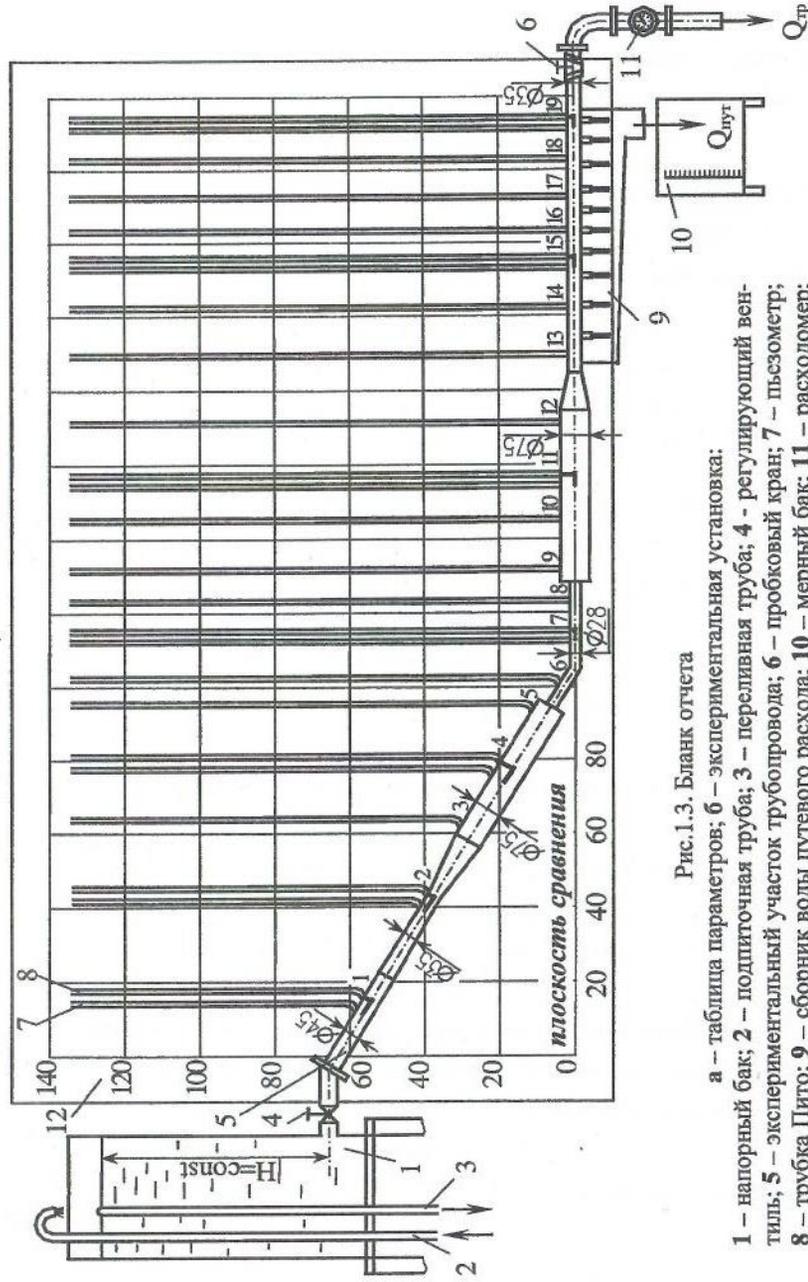


Рис.1.3. Бланк отчета

а - таблица параметров; б - экспериментальная установка:

1 - напорный бак; 2 - подпиточная труба; 3 - переливная труба; 4 - регулирующий вентиль; 5 - экспериментальный участок трубопровода; 6 - прококовый кран; 7 - пьезомер; 8 - трубка Пито; 9 - сборник воды пугевого расхода; 10 - мерный бак; 11 - расходомер; 12 - стенд

Открыто 3 последних отверстия.

Расход Q для сечений с1-го по 17-ое определяется по формуле (1.10), для 18-го сечения - $Q_{18} = Q - Q_{\text{пут}}/3$; для 19-го - $Q_{19} = Q_{\text{тр}}$.

Открыто 4 последних отверстия.

Расход Q для сечений с1-го по 17-ое определяется по формуле (1.10), для 18-го сечения - $Q_{18} = Q - 2Q_{\text{пут}}/4$; для 19-го - $Q_{19} = Q_{\text{тр}}$.

Открыто 5 последних отверстий.

Расход Q для сечений с1-го по 16-ое определяется по формуле (1.10), для 17-го сечения - $Q_{17} = Q - Q_{\text{пут}}/5$; для 18-го - $Q_{18} = Q - 3Q_{\text{пут}}/5$; для 19-го - $Q_{19} = Q_{\text{тр}}$.

При увеличении количества открытых отверстий определение расхода выполняется аналогично. Если работа выполняется без путевого расхода, то $Q = Q_{\text{тр}}$.

2. Определяются площади живых сечений:

$$\omega = \pi d^2 / 4 \quad (1.11)$$

3. Определяется средняя скорость во всех сечениях:

$$v = Q / \omega$$

4. Определяется скоростной напор по средней скорости:

$$H_{\text{ск}} = \alpha v^2 / (2g)$$

(при расчете принять: коэффициент Кориолиса $\alpha = 1,1$; ускорение свободного падения $g = 981 \text{ см/с}^2$).

5. Определяется полный напор во всех сечениях:

$$H = H_{\text{ст}} + H_{\text{ск}} = z + p/(\rho g) + \alpha v^2 / (2g)$$

6. Определяются потери напора в гидравлических сопротивлениях от начала движения жидкости, за которое принимается сечение 1, до каждого последующего сечения

$$h_{w1-i} = H_1 - H_i \quad (1.12)$$

где i – номер сечения, $i = 1, 2, 3, \dots, 19$.

7. По полученному с помощью трубок Пито и пьезометра скоростному напору, определяется максимальная скорость в сечении:

$$u_{\text{max}} = \sqrt{2gH_{\text{ск}}}.$$

8. Строится диаграмма уравнения. Для этого на схеме установки в масштабе откладываются в каждом сечении значения статического напора $H_{\text{ст}} = z + p/(\rho g)$, которые соединяются отрезками ломаной линии. Это – *пьезометрическая линия*. Затем выше, также для каждого сечения, откладываются значения полного напора $H = z + p/(\rho g) + \alpha v^2 / (2g)$ и тоже соединяются прямыми отрезками. Это – *линия полного напора*. После построения линии полного напора нужно построить эпюру потерь напора. Для этого через точку, соответствующую полному напору в сечении 1, проводят горизонтальную линию. Это – *линия начального напора*. Участок между линиями начального напора и полного напора заштриховывается вертикальной штриховкой. Это – *эпюра потерь напора*. Каждая штриховая линия соответствует потерям напора между первым и любым последующим сечением.

9. Оценить точность определения полного напора для одного из сечений, указанного преподавателем:

$$\delta H = \frac{\Delta H}{H} = \frac{\Delta(z + \frac{p}{\rho g})}{(z + \frac{p}{\rho g})} + \frac{2\Delta W}{W} + \frac{2\Delta t}{t} \quad (1.13)$$

где $\Delta(z + \frac{p}{\rho g})$ - абсолютная ошибка показания пьезометра, равная

0,5 цены деления прибора; ΔW - абсолютная ошибка определения объема, равная 0,2 цены деления шкалы мерного бака; Δt - абсолютная ошибка определения времени, принимается равной 0,5 цены деления секундомера.

1.2.5. Вопросы для самопроверки и составления выводов по работе

1. Какой закон выражает уравнение Бернулли?
2. Какой напор называется статическим? Как экспериментально определяется в работе статический напор в сечениях по длине трубы?
3. Какая линия называется пьезометрической?
4. Проанализируйте изменения пьезометрической линии: на каких участках происходит ее понижение или повышение, чем оно обусловлено; наблюдаются ли скачки пьезометрической линии, на каких участках и чем вызваны?
5. Как изменяется пьезометрическая линия на участке постоянного сечения с путевым расходом?
6. Каков геометрический смысл каждого слагаемого в уравнении Бернулли?
7. Каков энергетический смысл каждого члена уравнения Бернулли и всего уравнения в целом?
8. Какая скорость входит в уравнение Бернулли для потока реальной жидкости, как она определяется?
9. Как определяется расход в лабораторной работе?
10. Как определяется полный напор в сечении?
11. Какие линии, кроме пьезометрической, строятся на диаграмме уравнения Бернулли?
12. Проанализируйте характер линии полного напора по длине трубы: имеется ли подъем линии? резкие падения, чем вызваны?
13. Как определяются потери напора в сечениях, как строится эпюра потерь напора?
14. Каким прибором можно определить скорость в данной точке сечения потока?
15. Сопоставьте значения средней скорости в сечении со скоростью по оси потока в том же сечении? Какая из них больше и почему?
16. Что такое геометрический, пьезометрический и гидравлический уклон? Какой уклон может быть только положительным?

Состав отчета

Отчет составляется на стандартных листах формата А4 и содержит:

- краткие теоретические положения, обязательно включающие используемые расчетные формулы с расшифровкой обозначений и их единицами измерения;
- бланк с заполненной таблицей и построенной диаграммой, на которой должны быть подписаны основные линии и для одного из сечений показаны все напоры;
- выводы по работе, в которых даются подробные ответы на следующие вопросы: 4, 5, 12, 15.

Лабораторная работа № 2

Изучение режимов движения жидкости

2.1. Теоретические положения

Современные представления о двух режимах движения жидкости сформировались в результате работ английского физика Осборна Рейнольдса, опубликованных в 1883-1885 годах и обобщивших экспериментальные исследования многих ученых. Было замечено, что затраты энергии на преодоление гидравлических сопротивлений при движении потока существенно зависят от характера движения жидкости. Было доказано наличие двух режимов движения – ламинарного и турбулентного.

Ламинарным называется упорядоченное течение жидкости, при котором жидкость в потоке перемещается как бы слоями, струйками, параллельными направлению течения, не перемешивающимися друг с другом. Ламинарный режим наблюдается при движении жидкостей с малыми скоростями или при движении очень вязких жидкостей.

Турбулентный режим – форма течения жидкости, при которой частицы совершают неустановившееся движение по сложным траекториям, слойность движения жидкости нарушается, появляется пульсация скорости, вызывающая более или менее интенсивное перемешивание жидких частиц в потоке.

Переход от ламинарного течения к турбулентному может начинаться со случайных возмущений параметров потока. Но пока скорости малы, возмущения затухают за счет действия сил вязкого трения. С увеличением скорости и ростом сил инерции возмущения приводят к потере устойчивости ламинарного режима и переходу его в турбулентный.

Гидродинамическая характеристика, определяющая режим движения жидкости, называется **числом Рейнольдса Re**. Расчетная зависимость числа Рейнольдса:

- для потоков любого профиля

$$Re = \frac{vl}{\nu}; \quad (2.1)$$

- для трубопроводов круглого сечения:

$$Re = \frac{vd}{\nu}; \quad (2.2)$$

где v – средняя скорость потока, м/с;
 l – линейная характеристика потока, м;
 d – диаметр трубы, м;
 ν – кинематический коэффициент вязкости жидкости, м²/с.

Скорость течения жидкости, при которой происходит переход от одного режима движения к другому, называется **критической** ($v_{кр}$). Число Рейнольдса, соответствующее критической скорости, так же называют критическим:

$$Re_{кр} = v_{кр}d / \nu.$$

В технических расчётах для течения в круглых трубах принято значение критического числа Рейнольдса $Re_{кр} = 2300$.

Ламинарный режим движения будет устойчивым для круглых труб при числах Рейнольдса $Re < 2300$.

При $Re > Re_{кр}$ режим движения будет турбулентным.

Практически переход от ламинарного движения к турбулентному происходит в некотором диапазоне чисел Рейнольдса от нижнего критического $Re_{кр}^n = 2300$ до верхнего критического $Re_{кр}^B = 4000$. Область неустойчивого движения при расчетах относят к турбулентному течению, хотя визуально режим кажется близким к ламинарному.

2.2. Выполнение лабораторной работы

2.2.1. Цель работы

Изучить опытным путём с помощью подкрашивания струек воды наличие двух режимов движения. Рассчитать значения чисел Рейнольдса во всех опытах.

Сравнить визуальные наблюдения режимов движения с теоретическими расчётами.

2.2.2. Описание лабораторной установки

Установка Рейнольдса является классической для изучения режимов движения вязкой жидкости. На рис. 2.1. представлена схема установки, аналогичная установке Рейнольдса. Установка состоит из напорного бака 1 с постоянным уровнем жидкости. Из бака выведена стеклянная труба 2, имеющая плавный скругленный вход для обеспечения минимальных потерь напора при формировании потока в трубе. Диаметр трубы - $d = 30$ мм, длина - $l = 2,5$ м. Регулирующий кран 3 служит для изменения скорости движения воды по трубе. Промежуточный резервуар 4 предназначен для смягчения гидравлического удара при открытии и закрытии крана. Объём воды в опыте измеряется мерным бачком 5. Температура жидкости в питающем резервуаре регистрируется термометром 6.

Для визуального наблюдения за распределением струек жидкости в потоке к трубе подводится красящая жидкость по двум капиллярным трубочкам из сосуда 7 с красителем. Поступление краски регулируется зажимом 8.

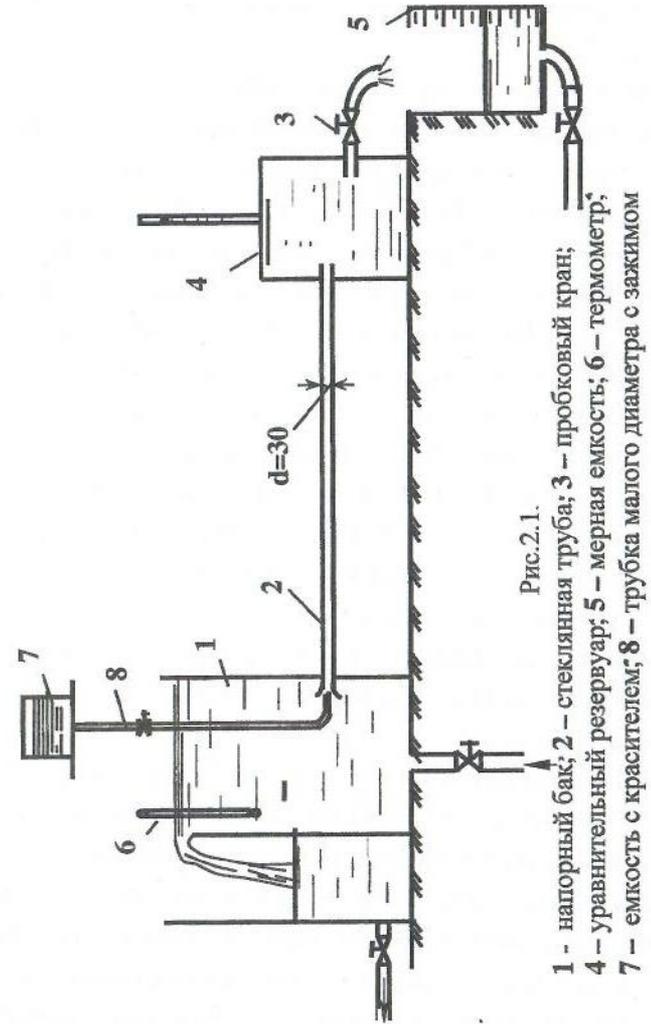


Рис.2.1.

2.2.3. Порядок выполнения лабораторной работы

1. Ознакомиться с установкой и с назначением каждого её элемента и устройства.

2. Записать показания термометра в табл. 2.1.

3. Опыт начинается с малых скоростей. Пробковому крану дается небольшое открытие. Одновременно ослабляется зажим у сосуда с красителем. Добиваются, чтобы скорость поступления красителя по двум капиллярным трубочкам была равна скорости движения воды в стеклянной трубе. Визуально наблюдают поведение окрашенных струек в потоке. При малых скоростях наблюдается параллельно-струйное, прямолинейное, послонное движение воды. В процессе опыта по секундомеру определяется время наполнения 1 литра воды в мерной ёмкости.

4. Пробковому крану дается большее открытие, опыт повторяется. Снова визуально наблюдается поведение окрашенных струек и фиксируется время наполнения принятого объёма воды в мерной ёмкости. Картина опыта снова зарисовывается, если она изменилась.

5. При постепенном открытии крана желательнее уловить визуально момент перехода от ламинарного режима к турбулентному, т.е. режиму неустойчивого движения. Окрашенные струйки начинают колебаться, двигаться волнообразно. Скорость движения в этом опыте следует зафиксировать как критическую.

6. В последующих опытах крану дается наибольшее открытие, при котором наблюдаются сильные пульсации, завихрение струек, и наступает момент, когда краска полностью размывается. Это свидетельствует о турбулентном режиме движения. Картину опыта нужно зарисовать.

7. В последнем опыте следует пронаблюдать переход от турбулентного режима к ламинарному, для чего постепенно прикрывать кран.

8. Все опытные данные занести в табл. 2.1, сделать необходимые расчёты и зарисовки траекторий струек в каждом опыте. Для каждого опыта подсчитать значение числа Рейнольдса и сделать заключение о режиме движения.

Таблица 2.1.

Определение режимов движения воды

Наименование параметров	Номер опыта				
	1	2	3	4	5
1. Диаметр трубы d , см					
2. Площадь сечения ω , см ²					
3. Температура воды T , °C					
4. Кинематический коэффициент вязкости воды ν , см ² /с					
5. Объём воды в мерном бак W , см ³					
6. Время заполнения объёма t , с					
7. Расход воды Q , см ³ /с					
8. Средняя скорость воды v , см/с					
9. Число Рейнольдса Re					
10. Режим движения (визуально)					
11. Режим движения (теоретически)					

2.2.4. Обработка результатов лабораторной работы

Для каждого опыта вычислить

- площадь живого сечения $\omega = \pi d^2 / 4$,
- величину расхода воды $Q = W / t$,
- среднюю скорость воды $v = Q / \omega$,
- число Рейнольдса $Re = vd / \nu$.

Кинематический коэффициент вязкости ν определяется по таблице 2.2 в соответствии с температурой воды.

5. по рассчитанным числам Re теоретически определяется режим движения при сравнении его с $Re_{кр} = 2300$.

Все расчетные данные заносятся в таблицу 2.1.

Таблица 2.2.

**Кинематический коэффициент вязкости воды ν
при различной температуре T**

$T, ^\circ\text{C}$	$\nu, \text{cm}^2/\text{c}$						
1	0,0173	8	0,0139	15	0,0115	22	0,0099
2	0,0168	9	0,0135	16	0,0112	23	0,0096
3	0,0162	10	0,0131	17	0,0109	24	0,0092
4	0,0157	11	0,0128	18	0,0106	25	0,0090
5	0,0152	12	0,0125	19	0,0104	26	0,0088
6	0,0148	13	0,0121	20	0,0101	27	0,0086
7	0,0144	14	0,0118	21	0,0100	28	0,0084

По заданию преподавателя для одного из опытов оценивается величина инструментальной погрешности при определении экспериментальных параметров:

- средней скорости v

$$\delta v = v \left(\frac{\delta W}{W} + \frac{\delta t}{t} + 2 \frac{\delta d}{d} \right),$$

- числа Re

$$\delta Re = Re \left(\frac{\delta v}{v} + \frac{\delta d}{d} + \frac{\delta \nu}{\nu} \right)$$

при $\delta W/W = 1,5\%$; $\delta t = 0,1 \text{ c}$; $\delta d = 0,5 \text{ мм}$; $\delta \nu/\nu = 1\%$.

**2.2.5. Вопросы для самопроверки и составления
выводов по работе**

1. Из каких элементов состоит установка Рейнольдса? Их назначение?
2. Для чего измеряется температура воды?
3. Дать определение ламинарного режима, турбулентного течения.

4. Каково назначение сосуда с красителем? Как краситель подается в поток?

5. Каков порядок проведения опытов?

6. Какая скорость называется критической? Какой критерий является гидродинамической характеристикой потока?

7. Что такое критическое число Рейнольдса?

8. Как определяется расход? средняя скорость? число Рейнольдса?

9. Для чего в работе используется кинематический коэффициент вязкости? Какова его размерность?

10. Какими методами в работе определяется режим движения?

11. Чему равна теоретическая критическая скорость для данной трубы? Какое получено опытное значение критической скорости?

12. Совпали ли визуальные наблюдения с теоретическими расчетами?

Состав отчета

Отчет составляется на стандартных листах формата А4 и включает в себя:

- краткие теоретические положения, где обязательно приводятся используемые расчетные формулы с расшифровкой обозначений и их единицами измерения;
- схему установки с названиями входящих в нее элементов;
- выводы по работе, в которых даются ответы на следующие вопросы: 7, 10, 11, 12.

Лабораторная работа № 3

Определение потерь напора по длине и коэффициента гидравлического трения

3.1. Теоретические положения

Часть механической энергии, идущая на преодоление *сил гидравлического сопротивления*, возникающих при движении реальной (вязкой) жидкости по трубам и каналам, теряется для данной системы безвозвратно. Эта потеря обусловлена необратимым переходом механической энергии, равной работе сил вязкого трения, в теплоту. Поэтому под *гидравлическими сопротивлениями* будем понимать все внешние факторы, приводящие к затратам энергии, а под *гидравлическими потерями* - величину, равную потере полной энергии на данном участке.

Гидравлические сопротивления, а также и потери напора подразделяют на два вида

- *потери напора по длине (или линейные)*, т. е. распределенные по всей длине, вдоль которой происходит движение;
- *местные потери напора*, т. е. сосредоточенные в конкретном месте, где происходит переформирование потока.

Основным гидравлическим сопротивлением при движении потока жидкости является вся внутренняя поверхность твердой границы потока, так называемое *линейное сопротивление*.

Потери напора по длине в напорном трубопроводе зависят от геометрических размеров трубопровода, длины и диаметров трубы, средней скорости движения, режима движения жидкости и состояния внутренней поверхности трубы, т. е. её шероховатости.

Потери по длине рассчитываются по формуле Дарси-Вейсбаха:

$$h_l = \lambda \frac{l v^2}{d 2g}, \quad (3.1)$$

λ – коэффициент гидравлического трения, коэффициент Дарси;

l, d – длина и диаметр участка;

v – средняя скорость в сечении потока.

Значение коэффициента λ и выбор зависимости для его расчета в общем случае зависят от режима течения жидкости, характеризуемого числом Рейнольдса, и шероховатостью Δ/d . Характеристикой шероховатости внутренней поверхности труб является высота выступов шероховатости Δ – *абсолютная шероховатость*. Отношение Δ/d называют *относительной шероховатостью*, а обратную величину d/Δ – *относительной гладкостью*.

$$\lambda = f(\text{Re}, \frac{\Delta}{d}). \quad (3.2)$$

Потери напора h_l связаны со скоростью движения жидкости v закономерностью, которую называют *общим законом сопротивления*:

$$I = \frac{h_l}{l} = av^n, \quad (3.3)$$

где I – удельные потери напора по длине (или гидравлический уклон);

a – коэффициент, зависящий от рода жидкости, от формы и размеров русла;

n – показатель степени, изменяющийся от 1 до 2.

При *ламинарном режиме* движения ($\text{Re} \leq 2300$, $n = 1$, $h_l \sim v$) коэффициент Дарси не зависит от шероховатости стенок и может быть определен по формуле Пуазейля:

$$\lambda = 64/\text{Re}. \quad (3.4)$$

При *турбулентном режиме* зависимость h_l от v более сложная, показатель степени n изменяется в пределах от 1,75 до 2. Вследствие этого в турбулентном режиме выделяют три зоны с различным *законом сопротивления*. Коэффициент Дарси для каждой из зон определяют по

соответствующим формулам. При этом важным является понятие гидравлических «гладких» и «шероховатых» труб (рис.3.1).

Измерения скоростей показывают, что при турбулентном режиме у стенок имеется тонкий слой жидкости, в котором частицы, подторможенные и направленные стенкой, сохраняют в основном слоистый характер. Этот слой называют *пограничным* или *вязким пристенным слоем* и толщину его обозначают δ :

$$\delta = \frac{32,5d}{Re\sqrt{\lambda}} \quad (3.5)$$

Определение «гидравлически гладких» стенок связано с толщиной этого слоя следующим образом. Если пристенный слой полностью перекрывает выступы шероховатости ($\delta > \Delta$ рис. 3.1, а), то стенки называются «гидравлически гладкими», если $\delta < \Delta$ (рис. 3.1, б), то стенки считаются «шероховатыми».



Рис.3.1. К определению понятий гидравлических «гладких» и «шероховатых» труб

Границы зон турбулентного режима можно определить различными способами, но наиболее применяемыми в последнее время считаются рекомендации А.Д. Альтшуля. Критерием для определения зоны турбулентности является число Re и Δ_3/d , где Δ_3 - эквивалентная шероховатость. Обычно естественная шероховатость имеет многообразные нере-

гулярные формы (рис. 3.1, а, б) и установить ее среднее значение невозможно. Поэтому параметр шероховатости вводится как условная величина, определяемая по специальной шкале искусственной однородной шероховатости (рис. 3.1, в). Значения ее приводятся в справочной литературе в зависимости от материала поверхности, способа изготовления, периода и условий эксплуатации. При необходимости Δ_3 определяется опытным путем.

При турбулентном режиме могут быть рекомендованы следующие зависимости для определения коэффициента Дарси.

1. «Гидравлически гладкие» стенки ($h_l \sim v^{1,75}$).

К началу этой области будем относить числа $Re > 2300$. Границу конца гладкостенного течения определим по соотношению

$$Re = 20 d / \Delta_3,$$

т. е. будем считать течение, происходящим вдоль гладких стенок, если

$$2300 < Re \leq 20d/\Delta_3. \quad (3.6)$$

Для этой зоны может быть рекомендована формула Блазиуса:

$$\lambda = 0,3164 / Re^{0,25}. \quad (3.7)$$

2. Область *доквадратичного закона сопротивления* шероховатых стенок соответствует турбулентному течению с числами Рейнольдса

$$20d/\Delta_3 < Re < 500d/\Delta_3. \quad (3.8)$$

Коэффициент λ в этой области определяется по формуле Альтшуля

$$\lambda = 0,11 \cdot \left(\frac{68}{Re} + \frac{\Delta_3}{d} \right)^{0,25} \quad (3.9)$$

3. Область *квадратичного закона сопротивления* характеризуется тем, что потери напора пропорциональны *квадрату* скорости: $h_l \sim v^2$.

Границей начала данной области – области автомодельности турбулентного режима – можно считать число Рейнольдса

$$Re = 500d / \Delta,$$

В этой области вязкий слой практически разрушен и не оказывает влияния на потери напора, при этом δ минимально возможное и постоянное, а коэффициент гидравлического трения не зависит от числа Рейнольдса.

Итак, при

$$Re \geq 500d / \Delta, \quad (3.10)$$

формулы для определения коэффициента Дарси:

Никурадзе

$$\lambda = (1,74 + 2 \lg(r / \Delta_s))^{-2} \quad (3.11)$$

Шифринсона

$$\lambda = 0,11(\Delta_s / d)^{0,25}. \quad (3.12)$$

На рис.3.2 представлена схема для выбора теоретической расчетной формулы коэффициента λ , обобщающая изложенные выше теоретические положения.

3.2. Выполнение лабораторной работы

3.2.1. Цель лабораторной работы

1. Определить опытным путем коэффициент гидравлического трения, коэффициент Дарси $\lambda_{оп}$ в трубопроводе при различных скоростях движения воды.

2. Рассчитать теоретическое значение коэффициента Дарси $\lambda_{теор}$ в соответствии с режимом движения воды и зоной сопротивления.

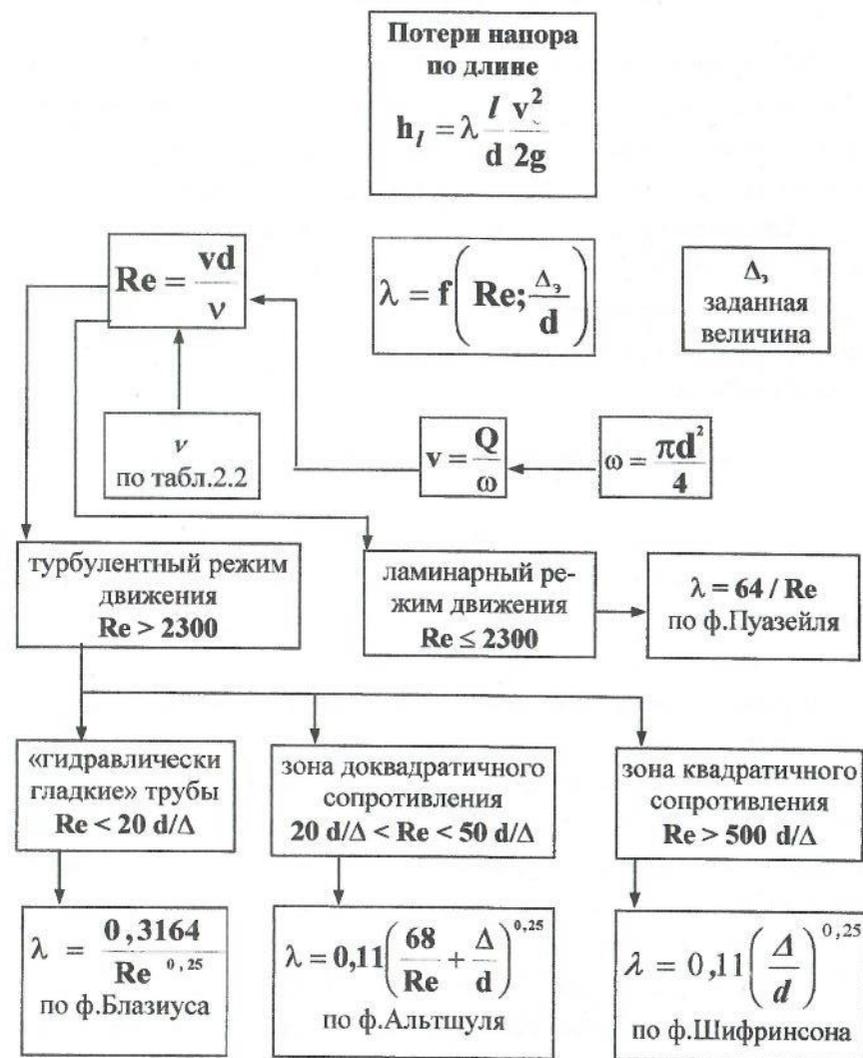


Рис. 3.2. Схема выбора теоретической формулы для расчета коэффициента гидравлического трения $\lambda_{теор}$

3.2.2. Описание лабораторной установки

Лабораторная установка (рис 3.3) состоит из напорного бака 1, трубопровода постоянного диаметра 2, вентилля 3 для регулирования скорости движения воды, пьезометров 4, присоединенных к штуцерам в начале и в конце испытуемого участка трубы, мерной ёмкости 5.

Лабораторные работы выполняются при установившемся движении, поэтому для поддержания постоянного напора в напорном баке 1 предусмотрена сливная труба 7. Подпитка напорного бака осуществляется от центробежного насоса или из водопроводной сети по соответствующим трубам 8.

3.2.3. Порядок выполнения лабораторной работы

Лабораторная работа по определению коэффициента гидравлического трения λ может быть выполнена по указанию преподавателя на одной из труб: с диаметром $d = 36$ мм или $d = 20$ мм. Длина экспериментального участка $l = 4,4$ м.

В процессе проведения работы опытные значения коэффициента гидравлического трения $\lambda_{оп}$ следует определить при различной средней скорости движения воды в трубе. Первый опыт можно начать с небольшой скорости и затем от опыта к опыту увеличивать скорость, или в обратной последовательности: начать с максимальной скорости и уменьшать ее от опыта к опыту.

Последовательность проведения каждого опыта.

1. Перед началом работы осмотреть установку. В табл. 3.1. внести значения диаметра и длины рабочего участка испытуемой трубы. Проверить подключение пьезометров, установить их нумерацию: 1 – в начале участка трубы; 2 – в конце трубы по ходу движения жидкости. Убедиться, что нет воздушных пробок в соединительных резиновых трубах: показания пьезометра должны быть одинаковы.

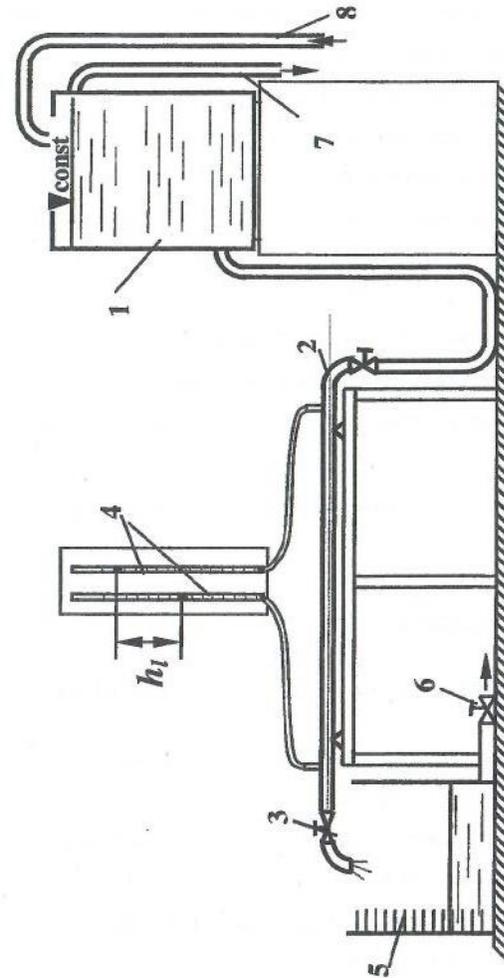


Рис. 3.3. Установка для изучения потерь напора по длине:
1 – напорный бак; 2 – исследуемая труба; 3 – вентиль; 4 – пьезометры; 5 – мерный бак;
6 – сливная труба; 7 – переливная труба; 8 – подпиточная труба

2. Открыть регулировочный вентиль 3, установить определенную скорость движения воды, одновременно с помощью подпиточной трубы (8) (или насоса) и сливной трубы 7 установить постоянный уровень воды в напорном баке. Таким образом обеспечить установившееся движение воды в экспериментальной установке.
3. Перекрыть вентиль 6 на сливной трубе мерной емкости.
4. Перейти к снятию замеров и показаний приборов:
 - снять показания пьезометров 4;
 - с помощью секундомера определить время наполнения определенного объема воды в мерной емкости 5. Цена деления в мерной емкости 10 литров (10^4 см^3);
 - измерить температуру воды в мерном баке.
5. Последовательно провести 5-6 опытов при различных скоростях, полностью используя возможности установки. Если мерный бак 5 переполняется в процессе работы, можно, открыв вентиль 6, слить воду из него, снова закрыть вентиль и продолжить работу до завершения.
6. Все исходные и опытные данные занести в табл. 3.1. и обработать результаты экспериментов.

3.2.4. Обработка результатов лабораторной работы

1. Рассчитывается площадь живого сечения трубы:

$$\omega = \pi d^2 / 4.$$

2. В соответствии с температурой по табл. 2.2. выбирается кинематический коэффициент вязкости воды ν .

3. Находится величина расхода воды в каждом опыте:

$$Q = W / t.$$

4. Определяется средняя скорость воды в каждом опыте:

$$v = Q / \omega.$$

5. Вычисляются потери напора:

$$h_l = p_1 / (\rho g) - p_2 / (\rho g). \quad (3.13)$$

6. Рассчитывается опытное значение коэффициента гидравлического трения:

$$\lambda_{\text{оп}} = \frac{2gdh_l}{l \cdot v^2}. \quad (3.14)$$

7. Для каждого опыта вычисляется число Рейнольдса Re

$$Re = \frac{vd}{\nu}$$

и определяется режим движения воды.

8. В случае турбулентного режима определяются граничные значения чисел Re для установления области сопротивления

$$20d / \Delta_s = ? \quad 500d / \Delta_s = ?$$

Сравнивая полученные значения с числами Re в каждом опыте, определяют зону турбулентного течения.

9. В соответствии с выполненными расчетами руководствуясь теоретическими положениями (рис.3.2), выбирается теоретическая формула для определения коэффициента Дарси $\lambda_{\text{теор}}$.

10. Затем для сравнения полученных значений $\lambda_{\text{теор}}$ и $\lambda_{\text{оп}}$ вычисляется величина отклонения ε опытного значения коэффициента от теоретического:

$$\varepsilon = (|\lambda_{\text{теор}} - \lambda_{\text{оп}}| / \lambda_{\text{теор}}) \cdot 100\%. \quad (3.15)$$

Результаты обработки измерений заносятся в таблицу 3.1.

11. По заданию преподавателя для одного из опытов может быть выполнен расчет погрешности определения $\lambda_{\text{оп}}$. Для этого формула (3.14) может быть представлена в виде:

$$\lambda_{\text{оп}} = \frac{h_l d^5 t^2}{0,0827 W^2} \quad (3.16)$$

и тогда расчет ошибки может быть выполнен по зависимости:

$$\delta \lambda = \frac{\Delta \lambda}{\lambda} = \frac{\Delta h_l}{h_l} + \frac{5 \Delta d}{d} + \frac{\Delta t}{t} + \frac{2 \Delta W}{W} + \frac{2 \Delta t}{t}. \quad (3.17)$$

Таблица 3.1

Определение коэффициента гидравлического трения

Наименование параметров	Номер опыта					
	1	2	3	4	5	6
1. Диаметр трубы d , см						
2. Длина рабочего участка l , см						
3. Площадь живого сечения ω , см ²						
4. Эквивалентная шероховатость Δ , см						
5. Температура воды T , °C						
6. Кинематический коэффициент вязкости воды ν , см ² /с						
7. Объем воды в мерном баке W , см ³						
8. Время заполнения объема t , с						
9. Расход воды Q , см ³ /с						
10. Средняя скорость воды v , см/с						
11. Показание первого пьезометра $p_1/(\rho g)$, см						
12. Показание второго пьезометра $p_2/(\rho g)$, см						
13. Потери напора h_L , см						
14. Опытное значение коэффициента $\lambda_{оп}$						
15. Число Рейнольдса Re						
16. Режим движения и область сопротивления турбулентного режима						
17. Теоретическое значение коэффициента $\lambda_{теор}$						
18. Отклонение ε , %						

Абсолютные погрешности измеряемых величин $\Delta...$ принимаются следующим образом:

$\Delta d = 0,1$ мм; $\Delta W = 0,1$ наименьшего деления шкалы мерного бака; $\Delta t = 0,1$ с; $\Delta h_L = 0,5$ цены деления шкалы пьезометра; погрешностью измерения длины трубы можно пренебречь вследствие малости.

3.2.5. Вопросы для самопроверки и составления выводов по работе

1. Что такое гидравлические сопротивления, какие виды гидравлических сопротивлений учитывают в инженерных расчетах?
2. Каковы причины, вызывающие потери напора по длине? Какие имеются формулы для определения потерь по длине?
3. От каких параметров зависит коэффициент гидравлического трения?
4. Какие зоны турбулентного режима различают?
5. Какой смысл вкладывается в понятия «гидравлически гладкие» и «гидравлически шероховатые» трубы?
6. Что такое «эквивалентная шероховатость», как ее можно определить?
7. Какие имеются рекомендации для определения границ зон турбулентного режима?
8. Какие показатели степени у скорости в общем, законе сопротивления при различных режимах и в разных зонах сопротивления турбулентного режима?
9. Как в данной работе экспериментально определяются потери напора по длине?
10. Из каких элементов состоит лабораторная установка?
11. Какие замеры выполняются в каждом опыте на установке?

Состав отчета

Отчет составляется на стандартных листах формата А4 и содержит следующие моменты:

- краткие теоретические положения, обязательно включающие используемые расчетные формулы с расшифровкой обозначений и их размерностями;
- схему установки с названиями входящих в нее элементов;
- выводы по работе, в которых даются ответы на вопросы: 1, 2, 3, 7, а также приводятся значения границ зон турбулентного режима для данной трубы и обоснование выбранных расчетных формул для теоретического значения коэффициента Дарси; в заключении отмечаются опыты с наилучшей сходимостью опытных и теоретических значений коэффициента.

Лабораторная работа №4

Определение местных потерь напора и коэффициентов местных сопротивлений

4.1. Теоретические положения

Местными сопротивлениями называются различного рода устройства, при прохождении через которые меняется направление движения потока жидкости или величина скорости, или и то, и другое. К местным сопротивлениям относятся краны, задвижки, повороты труб, тройники, внезапное сужение потока, внезапное расширение и т.п.

Потери напора в местном сопротивлении рассчитываются по формуле Вейсбаха:

$$h_r = \zeta \frac{v^2}{2g}, \quad (4.1)$$

где ζ - коэффициент местного сопротивления, показывающий долю скоростного напора, затрачиваемого на преодоление данного сопротивления.

Течение жидкости через местные сопротивления – очень сложное явление, и теоретические значения коэффициентов ζ получены лишь для немногих видов местных сопротивлений.

Для большинства местных сопротивлений значения коэффициентов ζ получены из экспериментов и приводятся в гидравлических справочниках.

На величину коэффициента ζ влияют многие факторы, в том числе геометрические параметры устройства, режим течения, шероховатость его стенок. Для запорных устройств (кранов, вентилях, задвижек, клапанов, дросселей и т. д.) большое влияние на величину ζ оказывает степень открытия.

Рассмотрим подробнее несколько видов местных сопротивлений, а именно тех, которые используются в данной лабораторной работе.

Вентиль (рис.4.1, а). Это очень распространенный элемент запорной арматуры. Выпускается промышленностью с различной конструкцией и конфигурацией внутренних клапанов. На рисунке показана примерная структура потока при прохождении вентиля. При различном открытии вентиля коэффициент ζ будет иметь свои значения. Кроме того, эти значения зависят от диаметра трубопровода, от расположения делительных стенок. В справочной литературе значения коэффициента ζ чаще всего приводятся для полностью открытого вентиля.

Диафрагма (измерительная шайба) (рис.4.1, б). Такое устройство часто применяется в качестве измерительного прибора для определения величины расхода. В самом деле, потери напора h_r пропорциональны напору $v^2/(2g)$ и, следовательно, расходу жидкости Q . Если предварительно выполнить тарировочные работы, т.е. опытным путем получить для диафрагмы зависимость $h_r=f(Q)$ или, наоборот, $Q=f(h_r)$ то, построив график этой зависимости (рис.4.1, в), можно его применять в дальнейшем для определения величины расхода по показаниям пьезометров или дифманометра.

Значение коэффициента сопротивления ζ для диафрагмы зависят от размера проходного отверстия.

Пробковый кран (4.1, г). Эти устройства часто применяются в гидросистемах для регулирования расхода, для включения и выключения системы. Коэффициент ζ зависит от угла поворота пробки относительно оси. Примерные значения ζ при турбулентном режиме течения с числами $Re > 10^4$ приведены в табл.4.1.

Таблица 4.1

Коэффициент сопротивления пробкового крана

α ,град	5	10	20	30	40	50	55	67
ζ	0,05	0,31	1084	6,15	20,7	95,3	275	∞

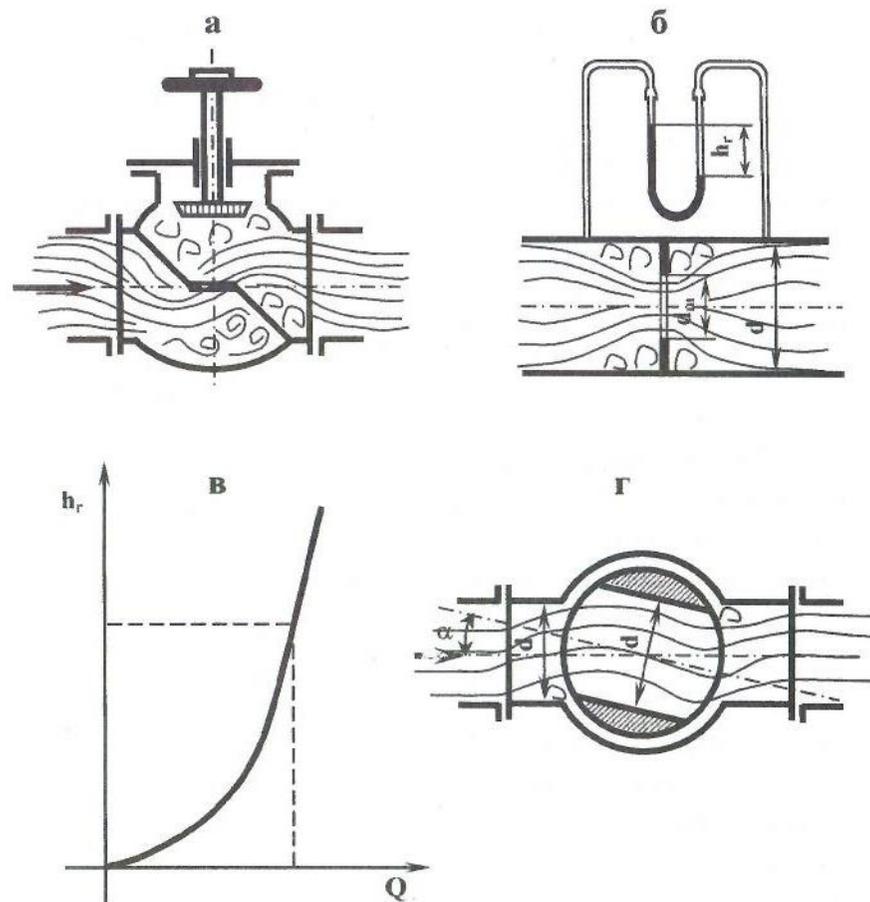


Рис. 4.1. Примеры местных сопротивлений

Значения коэффициентов ζ для местных сопротивлений строго индивидуальны и даже при соблюдении рекомендаций по установке стандартной аппаратуры в каждом случае могут появиться отклонения значений ζ от табличных справочных данных. Поэтому важно уметь определять коэффициенты сопротивлений опытным путем.

4.2. Выполнение лабораторной работы

4.2.1. Цель лабораторной работы

1. Определить опытным путем коэффициенты местных сопротивлений различных устройств: вентиля, пробкового крана, диафрагмы.

2. Изменить угол открытия пробкового крана в пределах от 5° до 45° и, определив коэффициенты сопротивления пробкового крана при разных углах открытия, сравнить опытные значения с табличными.

4.2.2. Описание лабораторной установки

Лабораторная установка для изучения потерь напора в местных сопротивлениях аналогична установке для определения потерь напора по длине. Обе питаются от одного напорного бака, смонтированы на одной раме, имеют аналогичные измерительные приборы.

Лабораторная установка (рис. 4.2) состоит из напорного бака 1, трубопровода постоянного диаметра 2 с вентилям 3 для регулирования расхода и с рабочими местными сопротивлениями: вентилям 4; пробковым краном 5, диафрагмой 6. На трубе у каждого местного сопротивления, до и после него, имеются штуцеры, к которым присоединены пьезометры 7. Мерная емкость 8 оборудована сливом 9. У напорного бака 1 для обеспечения постоянного напора имеется подпиточная 10 и сливная 11 трубы.

4.2.3. Порядок выполнения лабораторной работы

Перед началом выполнения опытов осмотреть установку, внимательно разобраться с присоединением пьезометров к местным сопротивлениям, установить их нумерацию по ходу движения жидкости для каждого местного сопротивления. Убедиться, что в резиновых трубках, идущих к пьезометрам, нет пузырьков воздуха.

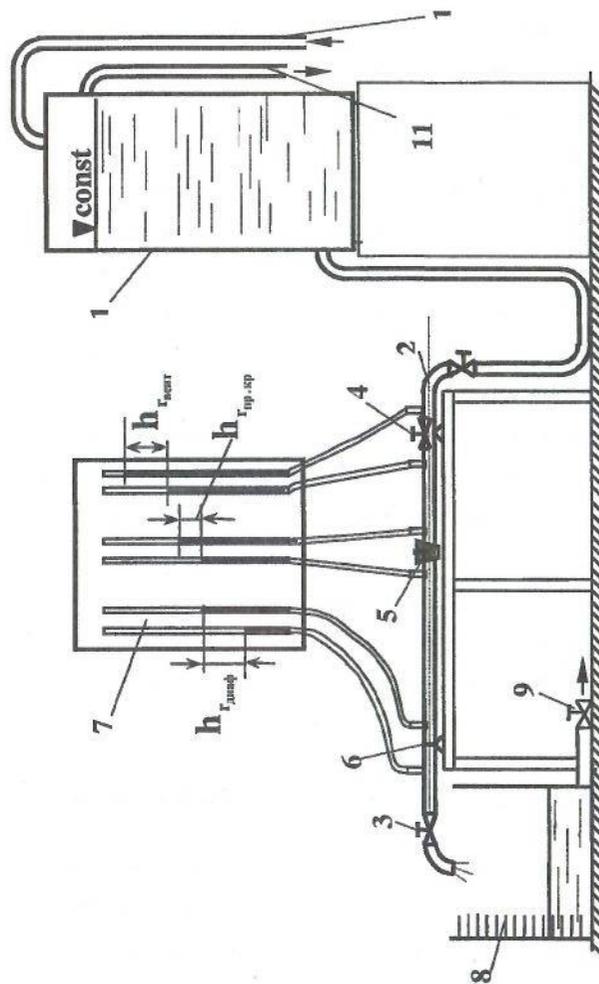


Рис. 4.2. Установка для изучения потерь напора в местных сопротивлениях:
1 – напорный бак; 2 – исследуемая труба; 3 – вентиль для регулирования скорости;
4 – вентиль; 5 – пробковый кран; 6 – диафрагма (шайба); 7 – пьезометры; 8 – мерный бак; 9 – сливная труба; 10 – подпиточная труба; 11 – сливная труба

На установке можно проводить различные опыты, в том числе тарирование измерительной диафрагмы, определение зависимости коэффициентов сопротивления пробкового крана от угла поворота пробки.

Чаще всего определяются коэффициенты ζ для всех сопротивлений при двух различных расходах воды.

Порядок эксперимента следующий:

1. Открыть полностью вентиль 4 и пробковый кран 5.
2. Вентилю 3 дать значительное открытие, так чтобы установился развитый турбулентный режим (открывать вентиль 3 можно до тех пор, пока есть показания во 2-ом пьезометре измерительной шайбы).
3. Подпиточным краном или насосом установить постоянный уровень воды в напорном баке.
4. Перекрыв вентиль слива мерного бака, измерить время заполнения установленного объема. Снять показание всех пьезометров (у каждого местного сопротивления). Открыть слив и измерить температуру воды в мерном баке. Данные опыта заносятся в таблицу 4.2.
5. Следующая серия опытов проводится при измерении угла открытия пробкового крана. Гаечным ключом пробка поворачивается на определенный угол в интервале от 5° до 45° . Опыт повторяется при новом расходе.

4.2.4. Обработка результатов лабораторной работы

Обработка экспериментальных данных аналогична обработке данных лабораторной работы №3 по определению потерь напора на трение по длине. В расчетах принять ускорение свободного падения $g = 981 \text{ см/с}^2$.

Таблица 4.2.

Определение коэффициентов местных сопротивлений

Наименование параметров	Вентиль		Пробковый кран		Диафрагма	
	1 опыт	2 опыт	1 опыт	2 опыт	1 опыт	2 опыт
1. Диаметр трубы d , см						
2. Площадь живого сечения ω , см^2						
3. Температура воды T , $^\circ\text{C}$						
4. Кинематический коэффициент вязкости воды ν , $\text{см}^2/\text{с}$						
5. Объем воды в мерном баке W , см^3						
6. Время опыта t , с						
7. Расход воды Q , $\text{см}^3/\text{с}$						
8. Средняя скорость воды v , см/с						
9. Показание первого пьезометра $p_1/(\rho g)$, см						
10. Показание второго пьезометра $p_2/(\rho g)$, см						
11. Потери напора h_r , см						
12. Коэффициент местного сопротивления ζ						
13. Число Рейнольдса Re , режим течения						

1. Рассчитывается площадь живого сечения трубы:

$$\omega = \pi d^2 / 4.$$

2. В соответствии с температурой по табл. 2.2 выбирается кинематический коэффициент вязкости воды ν .

3. Находится величина расхода воды в каждом опыте:

$$Q = W / t.$$

4. Определяется средняя скорость воды в каждом опыте:

$$v = Q / \omega.$$

5. Вычисляются местные потери напора:

$$h_r = p_1 / (\rho g) - p_2 / (\rho g). \quad (4.2)$$

6. Определяется значение коэффициентов местных сопротивлений:

$$\zeta = 2gh_r / v^2. \quad (4.3)$$

7. Для каждого опыта вычисляется число Рейнольдса Re

$$Re = \frac{vd}{\nu}$$

и определяется режим движения воды.

8. Все расчетные данные заносятся в таблицу 4.2.

9. По заданию преподавателя для одного из опытов может быть выполнен расчет погрешности определения ζ . Для этого формула (4.3) может быть представлена в виде:

$$\zeta = 12,08 h_r d^4 t^2 / W^2 \quad (4.4)$$

и тогда расчет относительной систематической погрешности может быть выполнен по зависимости:

$$\delta\zeta = \frac{\Delta\zeta}{\zeta} = \frac{\Delta h_r}{h_r} + \frac{4\Delta d}{d} + \frac{2\Delta W}{W} + \frac{2\Delta t}{t}. \quad (4.5)$$

Абсолютные погрешности измеряемых величин $\Delta...$ принимаются следующим образом:

$\Delta d = 0,1$ мм; $\Delta W = 0,1$ наименьшего деления шкалы мерного бака;

$\Delta t = 0,1$ с; $\Delta h_r = 0,5$ цены деления шкалы пьезометра.

4.2.5. Вопросы для самопроверки и составления выводов по работе

1. Что такое местное сопротивление?
2. По какой формуле рассчитываются местные потери напора?
3. Какие местные сопротивления используются при выполнении лабораторной работы?
4. Как экспериментально в данной работе определялись местные потери напора?
5. От чего зависит коэффициент местного сопротивления для запорной аппаратуры?
6. Из каких элементов состоит лабораторная установка?
7. Какие измерения выполняются в каждом опыте?
8. Для чего измеряется температура в опыте?

Состав отчета

Отчет составляется на стандартных листах формата А4 и содержит следующее:

- краткие теоретические положения, обязательно включающие используемые расчетные формулы с расшифровкой обозначений и их размерностями;
- схему установки с названиями входящих в нее элементов и построением пьезометрической линии для одного из опытов;
- выводы по работе, в которых даются ответы на вопросы: 1, 2, 3, 4. Так же следует указать, каким был угол открытия *пробкового крана* в 1 и 2 опытах, как изменилось значение коэффициента сопротивления крана при изменении угла. Сравнить экспериментальные значения коэффициента с табличными (таб. 4.1). Если по таблице интерполирование значения коэффициента $\zeta_{кр}$ не даст достаточной точности, то значение коэффициента $\zeta_{кр}$ требуется найти по графику (рис. 4.3).

Истечение жидкости через отверстия и насадки

5.1. Теоретические положения

В инженерной практике часто приходится встречаться с явлениями истечения жидкости через отверстия различной формы и через насадки - короткие патрубки разной конфигурации длиной $(3-5)d_{отв}$ (диаметров отверстий), к которым они присоединены. Через отверстия и насадки происходит перетекание жидкости из одного резервуара в другой, опорожнение резервуаров. Насадки и их комбинации являются конструктивными элементами различных аппаратов и устройств.

Отверстия различают малые и большие, в тонкой или толстой стенке. Истечение может происходить при постоянном или переменном напоре.

Насадки по форме патрубка могут быть цилиндрические (внутренние и внешние), конические (сходящиеся и расходящиеся) и конoidalные, выполненные по форме выходящей струи.

Отверстие можно считать малым, если его высота не превышает $0,1H$. При этом условии скорость в точках сжатого сечения (на расстоянии полудиаметра, рис.5.1) практически одинакова и может быть определена по формуле

$$v = \varphi \sqrt{2gH} , \tag{5.1}$$

где H – напор над центром тяжести отверстия;
 φ - коэффициент скорости, которым учитываются потери энергии на формирование струи, выходящей из отверстия с коэффициентом местного сопротивления $\zeta_{отв}$,

$$\varphi = \frac{1}{\sqrt{\alpha + \zeta_{отв}}} \tag{5.2}$$

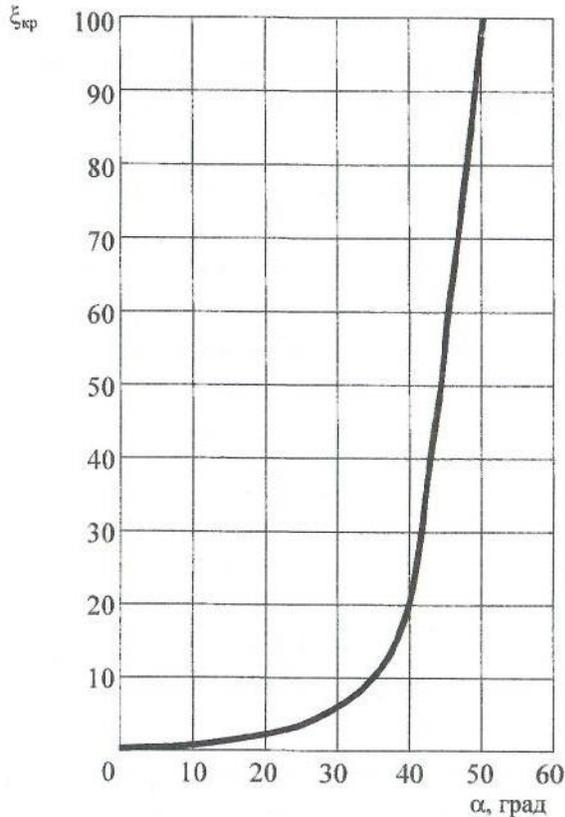


Рис. 4.3. График зависимости коэффициента сопротивления пробкового крана от угла поворота

α - коэффициент Кориолиса, $\alpha = 1$ при турбулентном режиме.

Площадь сжатого сечения струи определяется через площадь отверстия ω и коэффициент сжатия ϵ : $\omega_{сж} = \epsilon\omega$, тогда $\epsilon = \omega_{сж} / \omega$ и для круглого отверстия

$$\epsilon = d_{сж}^2 / d^2 . \quad (5.3)$$

При установившемся движении пропускная способность Q (расход) малых отверстий и насадков вычисляется по зависимости:

$$Q = \mu\omega\sqrt{2gH} , \quad (5.4)$$

в которой μ - коэффициент расхода, связанный с остальными коэффициентами соотношением

$$\mu = \epsilon\phi . \quad (5.5)$$

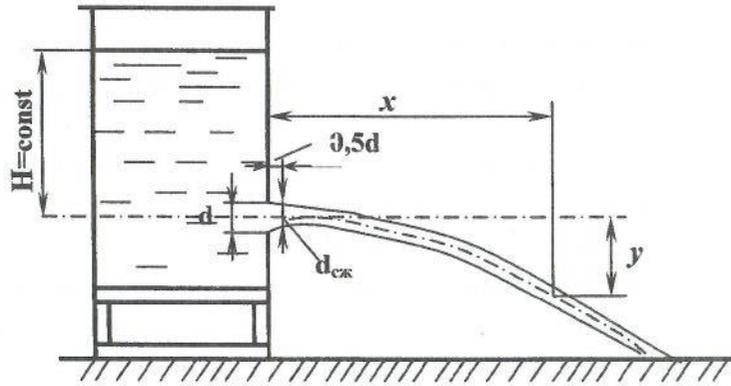


Рис.5.1. Истечение жидкости через малое отверстие в тонкой стенке

Коэффициенты истечений $\zeta_{отв}$, ϵ , ϕ , μ зависят от формы отверстий и насадков, характера обработки кромок отверстия, от полноты и совершенства сжатия струи, а для конических насадков - от угла конусно -

сти. Для некоторых видов отверстий и насадков значения коэффициентов приведены в табл.5.1.

Таблица 5.1

Коэффициенты скорости, сжатия струи и расхода

Вид конструктивного элемента	ϕ	ϵ	μ
Круглое отверстие в тонкой стенке с полным совершенным сжатием	0,97	0,64	0,62
Внешний цилиндрический насадок	0,82	1,00	0,82
Конический сходящийся насадок с углом конусности $13^{\circ}24'$	0,96	0,98	0,94
Конический расходящийся насадок с углом конусности 7°	0,50	1,00	0,50

Явление сжатия струи весьма сложно: форма поперечного сечения струи изменяется по сравнению с формой сечения струи в самом отверстии. Это явление называется *инверсией струй*. Так, при вытекании жидкости из круглого отверстия струя имеет в сжатом сечении форму эллипса; из квадратного - форму креста; из треугольного - форму буквы γ .

Для вывода формул опытного определения коэффициентов истечения рассматривается свободное истечение струи через малое отверстие в тонкой стенке с полным совершенным сжатием. Траектория струи имеет форму параболы (рис.5.1). Координаты траектории струи можно получить, допустив, что каждая частица струи движется, как свободная материальная точка, на которую действует только сила тяжести.

Тогда горизонтальное перемещение равно $x = vt$,

вертикальное - $y = gt^2/2$.

Исключив t , выразим скорость через координаты x и y

$v = x\sqrt{g/(2y)}$. Приравнивая полученное выражение к скорости по формуле (5.1), получим

$$\varphi = \frac{x}{2\sqrt{yH}} \quad (5.6)$$

Отличительной особенностью истечения жидкости через гидравлические насадки является образование сжатого сечения внутри насадка на расстоянии $0,5d$ и возникновение вакуума в области сжатия струи. Сужаясь на входе в насадок, как при истечении через отверстие, струя жидкости затем расширяется, заполняя все сечение. Сжатие струи отсутствует в коноидальном насадке, форма которого очерчена по форме вытекающей струи.

Наличие вакуума внутри насадка, присоединенного к отверстию, способствует дополнительному подсосу жидкости и увеличению пропускной способности отверстия, т.к. для насадка действующий напор увеличивается. Он складывается из пьезометрического (H) и вакуумметрического ($H_{\text{вак}}$) напоров. Для насадков величина вакуума составляет: цилиндрический $\approx 0,75H$; конический сходящийся $\approx 0,8H$; конический расходящийся $\approx 0,85H$.

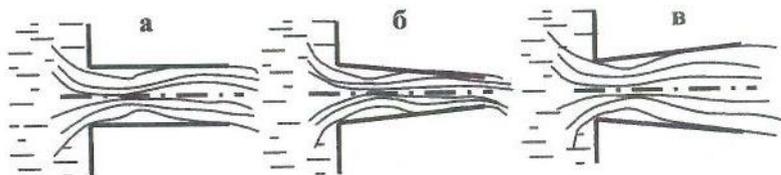


Рис.5.2. Истечение жидкости через насадки
а - внешний цилиндрический насадок, б - конический сходящийся насадок, в - конический расходящийся насадок

Особенности истечения жидкости через насадки – наличие вакуума – учитываются величиной коэффициентов скорости φ , сжатия ε и расхода μ (табл.5.1).

5.2. Выполнение лабораторной работы

5.2.1. Цель лабораторной работы

Целью лабораторной работы является экспериментальное изучение процесса истечения жидкости через малое отверстие в тонкой стенке и насадки при постоянном напоре с определением коэффициентов скорости, сжатия и расхода.

5.2.2. Описание лабораторной установки

Установка для проведения лабораторных работ (рис.5.3) по изучению истечения жидкости через отверстия и насадки состоит из металлического напорного бака 1, на торцевой стенке которого имеются малое отверстие в тонкой стенке 2 и гидравлические насадки: внешний цилиндрический 3, конический расходящийся 4 и конический сходящийся 5. Краном 6 регулируется поступление воды в бак и поддерживается постоянный действующий напор H при проведении эксперимента. Напор H на уровне оси отверстия измеряется с помощью пьезометра 7. Подвижным координатником 8 измеряются координаты (x , y) вытекающей струи. Расход жидкости определяется объемным методом по установленному объему и времени заполнения его в подвижном мерном баке 9. Кран 10 служит для выпуска воздуха из бака 1 при заполнении его водой. При помощи клапанов 11 осуществляется открытие отверстия и насадков. Для гидравлических насадков величина вакуума определяется с помощью U-образного вакуумметра 12.

5.2.3. Порядок выполнения лабораторной работы

1. С помощью штангенциркуля проводятся замеры геометрических размеров отверстия и насадков, а именно, внутреннего диаметра. Линейкой замеряется координата y на подвижном координатнике 8. Это расстояние от оси отверстия до натянутой нити в координатнике.

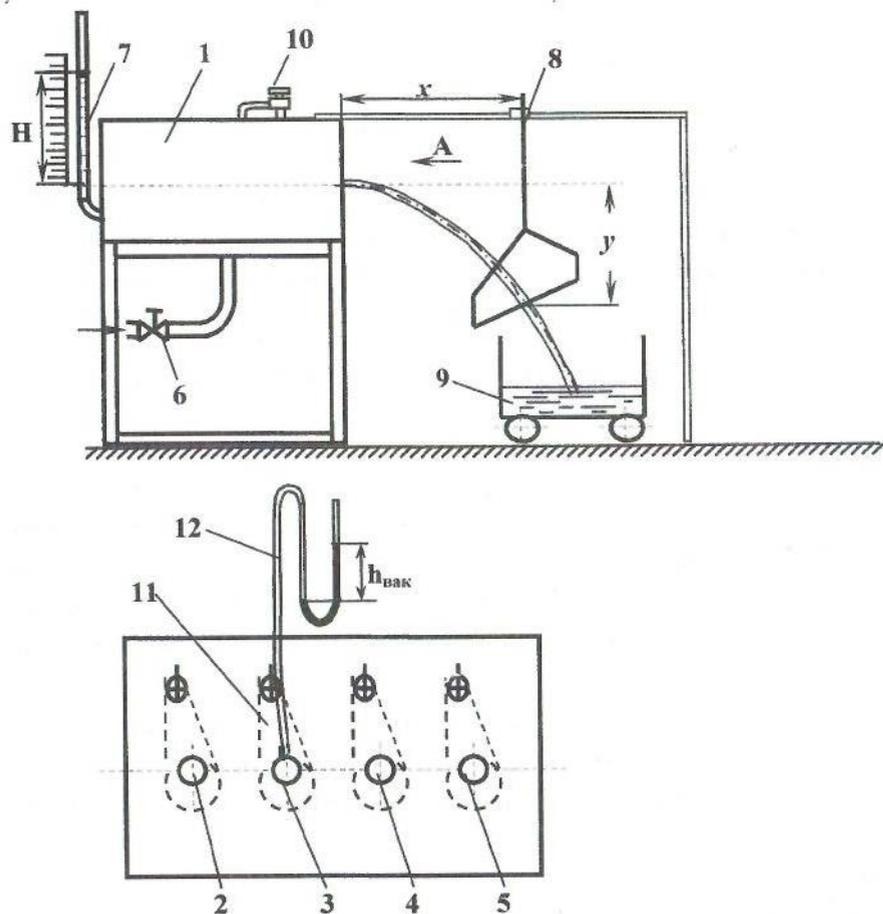


Рис.5.3. Схема установки для изучения истечения жидкости через отверстие и насадки

Данные вносятся в табл. 5.2 для отверстия или в табл. 5.3 для насадков.

2. Открывается регулировочный кран 6. Заполняется напорный бак 1 и устанавливается некоторый действующий напор H . При заполнении напорного бака установка освобождается от воздуха путем открытия крана 10.

3. Поворотом клапана 11 открывается малое отверстие или один из насадков в зависимости от цели эксперимента.

4. При помощи регулировочного вентиля 6 устанавливается постоянный действующий напор H , который фиксируется по пьезометру (7).

5. Производится визуальное наблюдение за характером истечения жидкости, видом вытекающей струи, ее траекторией. Для малого отверстия наблюдается явление инверсии струи.

6. Одновременно измеряются и записываются следующие параметры: действующий напор H по пьезометру 7; время t наполнения установленного объема жидкости в подвижном баке, принимающем вытекающую струю; координата x траектории вытекающей струи, при этом натянутая нить координатника 8 должна быть установлена по оси струи; диаметр струи в сжатом сечении $d_{сж}$ на расстоянии $0,5d$ от входа в отверстие.

Все данные вносятся в соответствующие таблицы: табл. 5.2 или табл. 5.3.

7. При истечении жидкости через насадки замеряется величина вакуума с помощью U - образного вакуумметра 9, заполненного жидкостью, плотность которой больше плотности воды, например, четыреххлористым углеродом CCl_4 или ртутью.

В табл. 5.3 вносится величина $h_{вак}$, равная высоте столба жидкости в U - образном манометре и соответствующая вакууму.

При проведении опытов с насадками наличие вакуума можно наглядно продемонстрировать следующим образом: на расстоянии $0,5d$ в месте сжатия струи и возникновения вакуума выводится штуцер, на который одевается резиновая трубка с зажимом, трубка опускается в сосуд с подкрашенной жидкостью. При открытии зажима подкрашенная жидкость вследствие вакуума всасывается в насадок, и струя, выходящая из насадка, окрашивается.

8. В конце опыта закрывается клапан 11, а по окончании всех опытов закрывается кран 6 на трубе, подающей воду в напорный бак 1. Затем выпускается вода из напорного бака.

Таблица 5.2

Истечение жидкости через малое отверстие

Наименование параметров	№ опыта				
	1	2	3	4	5
1. Диаметр отверстия d , см					
2. Площадь живого сечения ω , см ²					
3. Действующий напор H , см					
4. Объем воды в мерной емкости W , см ³					
5. Время наполнения принятого объема t , с					
6. Объемный расход воды Q , см ³ /с					
7. Коэффициент расхода μ					
8. Координата траектории струи x , см					
9. Координата траектории струи y , см					
10. Коэффициент скорости ϕ					
11. Коэффициент сжатия ϵ					
12. Диаметр струи в сжатом сечении $d_{ск}$, см					
13. Опытное значение коэффициента сжатия $\epsilon_{оп}$					

Таблица 5.3

Истечение жидкости через гидравлические насадки

Наименование параметров	Цилиндрический насадок		Конический расходный насадок		Конический сходящийся насадок	
	Опыты		Опыты		Опыты	
	1	2	1	2	1	2
1. Диаметр насадка d , см						
2. Площадь живого сечения ω , см ²						
3. Действующий напор H , см						
4. Показание вакуометра $h_{вак}$, см						
5. Вакуумметрический напор $H_{вак}$, см вод. ст.						
6. Расчетный напор $H_{расч} = H + H_{вак}$, см						
7. Объем воды в мерной емкости W , см ³						
8. Время наполнения принятого объема t , с						
9. Объемный расход воды Q , см ³ /с						
10. Коэффициент расхода μ						
11. Координата траектории струи x , см						
12. Координата траектории струи y , см						
13. Коэффициент скорости ϕ						
14. Коэффициент сжатия ϵ						

5.2.4. Обработка экспериментальных данных

Для удобства вычислений линейную размерность следует принять в см, поэтому ускорение $g = 981 \text{ см/с}^2$.

До начала обработки экспериментальных данных следует проверить, чтобы в табл.5.2 или табл. 5.3 были внесены следующие величины, полученные в результате измерений:

d - диаметр отверстия или насадков;

H - действующий напор;

W - объем воды в мерной емкости;

t - время заполнения фиксированного объема воды;

x и y - координаты вытекающей струи;

$d_{сж}$ - диаметр сжатого сечения струи для малого отверстия;

$h_{\text{вак}}$ - показание вакуумметра для насадков.

При обработке опытных данных следует вычислить следующие параметры и внести в соответствующую таблицу.

1. Площадь живого сечения $\omega = \pi d^2 / 4$.
2. Объемный расход воды $Q = W / t$.
3. Коэффициент расхода $\mu = Q / \omega \sqrt{2gH}$. (5.6)
4. Коэффициент скорости, определяется по формуле 5.2

$$\varphi = \frac{1}{\sqrt{\alpha + \zeta_{\text{отв}}}}$$

5. Значение коэффициента сжатия ε определяется, исходя из величины коэффициентов расхода μ и скорости φ согласно формуле 5.5:

$$\varepsilon = \mu / \varphi.$$

6. Опытное значение коэффициента сжатия ($\varepsilon_{\text{оп}}$) можно получить путем геометрических замеров диаметра отверстия и диаметра струи в сжатом сечении и рассчитать по формуле 5.3: $\varepsilon = d_{сж}^2 / d^2$.

7. Величину вакуумметрического напора в гидравлических насадках рассчитываем в см вод. ст., исходя из следующих рассуждений. Вакуумметрическое давление внутри насадка определяется по зависимости:

$$p_{\text{вак}} = \rho_{\text{ж}} g h_{\text{вак}} \quad (5.7)$$

где $\rho_{\text{ж}}$ - плотность жидкости в приборе (уточняется у преподавателя);
 $h_{\text{вак}}$ - показание U-образного вакуумметра.

Вакуумметрический напор внутри насадка в см вод.ст. найдется из соотношения

$$H_{\text{вак}} (\text{см вод.ст.}) = p_{\text{вак}} / \rho_{\text{воды}} g = \rho_{\text{ж}} h_{\text{вак}} / \rho_{\text{воды}}. \quad (5.8)$$

Показание $h_{\text{вак}}$ U-образного манометра следует снимать в см.

Закончив обработку экспериментальных данных, следует проанализировать полученные величины коэффициентов расхода, скорости и сжатия и сравнить их с табличными значениями, приведенными в табл. 5.1.

5.2.5. Вопросы для самопроверки и составления вывода по работе

1. Какое отверстие называется малым отверстием в тонкой стенке?
2. Какое явление называется инверсией струи?
3. Что такое гидравлический насадок? Классификация насадков.
4. Приведите расчетную формулу пропускной способности Q , (расхода) для отверстий и насадков.
5. Каковы особенности истечения жидкости через насадки?
6. Как влияет возникновение вакуума в насадке на величину расхода?
7. Какими коэффициентами характеризуется процесс истечения через отверстия и насадки? От чего зависит величина этих коэффициентов?
8. Опишите принцип действия лабораторной установки для изучения процесса истечения жидкости через отверстия и насадки.
9. Какие показания снимаются в процессе проведения лабораторной работы?

10. Какие параметры и коэффициенты рассчитываются, исходя из опытных данных?

11. Приведите примеры области применения отверстий и насадков.

Состав отчета

Отчет составляется на стандартных листах формата А4 и содержит следующее:

- краткие теоретические положения, обязательно включающие используемые расчетные формулы с расшифровкой обозначений и их размерностями;
- схему установки с названиями входящих в нее элементов;
- выводы по работе, в которых должны быть сформулированы цели и задачи эксперимента, описан процесс истечения жидкости через отверстие и особенности истечения через насадки. Провести сравнение опытных и табличных значений характеристических коэффициентов скорости, сжатия и расхода, дана оценка проведенным опытам.

Лабораторная работа № 6

Определение эквивалентной шероховатости трубопровода

6.1. Теоретические положения

При движении жидкости в напорном трубопроводе потери напора по длине трубы постоянного сечения зависят от геометрических размеров трубопровода l , d , скоростного напора $v^2/(2g)$ и коэффициента гидравлического трения λ и рассчитываются по формуле Дарси-Вейсбаха:

$$h_l = \lambda \frac{l v^2}{d 2g}.$$

Как известно (см. лабораторную работу №3), коэффициент Дарси λ в общем случае является функцией числа Рейнольдса и шероховатости $\lambda = f(\text{Re}, \Delta/d)$. Движение воды в технических трубопроводах чаще всего происходит при турбулентном режиме, так как ламинарный режим в них весьма неустойчив. При турбулентном режиме определение коэффициента Дарси обусловлено областью (зоной) сопротивления. Понятие области сопротивления связано с шероховатостью и толщиной образующегося у стенки трубопровода пограничного слоя (или подслоя), называемого вязким (ранее – ламинарным) пристенным слоем, толщину которого можно оценить по формуле (3.5)

$$\delta = \frac{32,5d}{\text{Re}\sqrt{\lambda}}.$$

Данный слой характеризуется малыми скоростями движения жидкости, и его толщина влияет на характер трения при турбулентном режиме и на общий закон сопротивления (3.3)

$$l = \frac{h_l}{l} = av^n,$$

в связи с которым выделено 3 зоны сопротивления турбулентного режима.

Область гидравлически гладких труб. Это такое условие движения жидкости, когда толщина пограничного слоя больше высоты выступов абсолютной шероховатости, и она не влияет на величину коэффициента Дарси.

Согласно формуле (3.5) с увеличением числа Re толщина пограничного слоя δ уменьшается, происходит разрыв его выступами шероховатости. На величину коэффициента λ начинает влиять как число Рейнольдса, так и шероховатость трубы. Течение вдоль **гидравлически шероховатых стенок**, когда с возрастанием числа Рейнольдса толщина вязкого слоя уменьшается и при достижении определенного значения ($Re = 20 d / \Delta_s$), становится меньше абсолютной шероховатости, делится на 2 зоны.

Область доквадратичного сопротивления. Исследования показали, что потери по длине в этом случае пропорциональны скорости в степени $1,75 < n < 2,0$. Значения коэффициента λ для технических труб с неравномерной шероховатостью определяются по формуле А.Д. Альтшуля

$$\lambda = 0,11 \left(\frac{68}{Re} + \frac{\Delta_s}{d} \right)^{0,25} \quad (3.9)$$

Область квадратичного сопротивления. Для неравномерной шероховатости в технических трубах предельное значение числа Рейнольдса, при котором начинает действовать квадратичный закон сопротивления, можно с точностью до 5% принять $Re = 500d / \Delta_s$. В этом случае коэффициент сопротивления является функцией только шероховатости и не зависит от числа Re . Для зоны квадратичного сопротивления существует ряд формул для расчёта коэффициента λ , например, Б.Л. Шифринсона (3.12)

$$\lambda = 0,11 (\Delta_s / d)^{0,25}.$$

Обычно естественная действительная неравномерная шероховатость имеет многообразные нерегулярные формы (рис.3.1, а, б) и установить ее среднее значение невозможно. Поэтому параметр шероховатости вводится как условная величина - **гидравлически эквивалентная шероховатость** Δ_s (рис.3.1 в). Это - равномерно зернистая условная шероховатость, которая определяется путем измерения сопротивления. Она зависит:

- от материала и способа производства труб (например, чугунные трубы изготовленные центробежным литьем более гладкие, чем сварные); трубы, изготовленные одним и тем же способом, имеют одинаковую эквивалентную шероховатость независимо от диаметра;
- от свойства жидкости, протекающей по трубе; влияние жидкости на внутреннюю поверхность трубы может проявиться в виде коррозии стенок, образовании наростов и осадка;
- от продолжительности эксплуатации труб.

Рекомендации по величине Δ_s можно найти в справочной литературе (например, И.Е. Идельчик "Справочник по гидравлическим сопротивлениям") для различного вида труб, как металлических - стальных, чугунных, так и бетонных, асбестоцементных, деревянных, фанерных, стеклянных и т.д. Весьма важно уметь определять Δ_s опытным путем.

6.2 Выполнение лабораторной работы

6.2.1. Цель лабораторной работы

Целью лабораторной работы является определение эквивалентной шероховатости трубы.

Так как лабораторная работа выполняется на установке, схема которой представлена на рис. 3.3, и для расчета Δ_s необходимо определить коэффициент Дарси, то описание лабораторной установки и выполнение

эксперимента следует смотреть в разделах 3.2.2 и 3.2.3. Исходные, экспериментальные и расчетные данные заносятся в таблицу 6.1.

6.2.2. Обработка результатов лабораторной работы.

1. Рассчитывается площадь живого сечения трубы:

$$\omega = \pi d^2 / 4.$$

2. В соответствии с температурой по табл. 2.2. выбирается кинематический коэффициент вязкости воды ν .

3. Находится величина расхода воды в каждом опыте:

$$Q = W / t.$$

4. Определяется средняя скорость воды в каждом опыте:

$$v = Q / \omega.$$

5. Вычисляются потери напора:

$$h_l = p_1 / (\rho g) - p_2 / (\rho g).$$

6. Рассчитывается опытное значение коэффициента гидравлического трения:

$$\lambda_{\text{оп}} = \frac{2gdh_l}{lv^2}.$$

7. Для каждого опыта вычисляется число Рейнольдса Re

$$Re = \frac{vd}{\nu}.$$

8. Вычисляется значение эквивалентной шероховатости Δ_s по зависимости, полученной из формулы Альтшуля:

$$\Delta_s = d \left[\left(\frac{\lambda}{0,11} \right)^4 - \frac{68}{Re} \right]. \quad (6.1)$$

9. Определяется по формуле (3.5) толщина пристенного вязкого слоя

$$\delta = \frac{32,5d}{Re \sqrt{\lambda}}.$$

10. По соотношению Δ_s и δ выясняется область сопротивления турбулентного режима.

6.2.3. Вопросы для самопроверки и составления выводов по работе

1. Какие потери напора называются потерями по длине? Расчётная формула потерь по длине.
2. Функцией каких параметров является коэффициент сопротивления λ ?
3. Что лежит в основе методики выбора расчётной зависимости коэффициента λ ?
4. Какие области сопротивления различают при турбулентном режиме?
5. От чего зависит коэффициент гидравлического трения в каждой области сопротивления?
6. Каковы расчётные формулы коэффициента λ для каждой области сопротивления при турбулентном режиме?
7. Как экспериментально определяются потери напора по длине? Из каких частей состоит лабораторная установка для определения потерь по длине и эквивалентной шероховатости труб?
8. Как определяется расход воды в системе?
9. Как рассчитывается скорость воды в трубе?
10. С какой целью определяется температура воды?
11. Как определяется режим движения воды? Каков он в опытах?
12. Как рассчитывается эквивалентная шероховатость?
13. Как определяется толщина вязкого слоя?
14. Какое заключение можно сделать из сравнения полученной эквивалентной шероховатости и толщины пограничного слоя?

Таблица 6.1

Определение эквивалентной шероховатости

Наименование параметров	Номер опыта					
	1	2	3	4	5	6
1. Диаметр трубы d , см						
2. Длина рабочего участка l , см						
3. Площадь живого сечения ω , см ²						
4. Температура воды T , °C						
5. Кинематический коэффициент вязкости воды ν , см ² /с						
6. Объем воды в мерном баке W , см ³						
7. Время заполнения объема t , с						
8. Расход воды Q , см ³ /с						
9. Средняя скорость воды v , см/с						
10. Показание первого пьезометра $p_1/(\rho g)$, см						
11. Показание второго пьезометра $p_2/(\rho g)$, см						
12. Потери напора h_f , см						
13. Опытное значение коэффициента $\lambda_{оп}$						
14. Число Рейнольдса Re						
15. Эквивалентная шероховатость Δ_z , см						
17. Толщина вязкого слоя δ , см						
18. Область сопротивления						

Состав отчета

Отчет составляется на стандартных листах формата А4 и включает в себя:

- краткие теоретические положения, где обязательно приводятся используемые расчетные формулы с расшифровкой обозначений и их размерностями;
- схему установки с названиями входящих в нее элементов;
- выводы по работе, в которых даются ответы на следующие вопросы: 11, 12, 13, 14.

Список использованной литературы

1. *Альтиуль А.Д.* Гидравлические сопротивления. М.: Недра, 1970.
2. *Гейер В.Г., Дулин В.С.* и др. Гидравлика и гидропривод. - М.: Недра, 1990.
3. *Константинов Н.М.* и др. Гидравлика, гидрология, гидрометрия. - М.: Высшая школа, 1987.
4. *Идельчик И.Е.* Справочник по гидравлическим сопротивлениям. М.: Машиностроение, 1992.
5. *Лабораторный курс гидравлики, насосов и гидропередач.* / под ред. С.С. Руднева и Л.Г. Подвидза. - М.: Машиностроение, 1984.
6. *Чугаев Р.Р.* Гидравлика (техническая механика жидкости). М.: Энергия, 1986

Татьяна Павловна Бебенина
Светлана Ивановна Часс
Наталья Владимировна Савинова

Лабораторный практикум по гидродинамике

Корректурa кафедры технической механики

Подписано в печать 15.03.2004 г.

Бумага писчая. Формат 60x84 1/16.

Печ.л. 4,4. Уч.изд. л.3,89. Тираж 350 экз. Заказ №46

Издательство УГТГА

620144, г. Екатеринбург, ул. Куйбышева, 30

Уральская государственная горно-геологическая академия

Лаборатория множительной техники



Министерство образования и науки РФ
ФГБОУ ВО
«Уральский государственный горный
университет»

С. В. Ситдикова, В. П. Барановский

ТЕОРИЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Учебно-методическое пособие по выполнению курсовой работы
для студентов всех форм обучения
направления подготовки бакалавров 15.03.06
«Мехатроника и робототехника»

Екатеринбург
2024

Министерство образования и науки РФ
ФГБОУ ВО
«Уральский государственный горный университет»

ОДОБРЕНО

Методической комиссией
горно-механического факультета

«__» _____ 2024 г.

Председатель комиссии

_____ П. А. Осипов

С. В. Ситдикова, В. П. Барановский

ТЕОРИЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Учебно-методическое пособие по выполнению курсовой работы
для студентов всех форм обучения
направления подготовки бакалавров 15.03.06
«Мехатроника и робототехника»

УДК 681.5.011 (075.8)

РЕЦЕНЗЕНТ: *Маругин А.П.*, канд. техн. наук, доцент кафедры электрификации горных предприятий Уральского государственного горного университета.

Работа рассмотрена на заседании кафедры автоматике и компьютерных технологий (протокол № от _____ 2024 г.) и рекомендована в качестве печатного издания в УГГУ.

С. В. Ситдикова, В. П. Барановский

ТЕОРИЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

: учебно-методическое пособие по выполнению курсовой работы / С. В. Ситдикова, В. П. Барановский; Урал. гос. горный ун-т. - Екатеринбург: Изд-во УГГУ, 2018. 80 с.

АННОТАЦИЯ

Приведены задания на курсовую работу, изложен порядок выбора вариантов исходных данных, указана общая последовательность и даны рекомендации по выполнению расчетов и оформлению курсовой работы. В Приложении рассмотрены примеры выполнения отдельных разделов работы.

Для студентов всех форм обучения направления подготовки бакалавров 15.03.06 «Мехатроника и робототехника».

© Уральский государственный
горный университет, 2024

© Ситдикова С. В., 2024

ВВЕДЕНИЕ

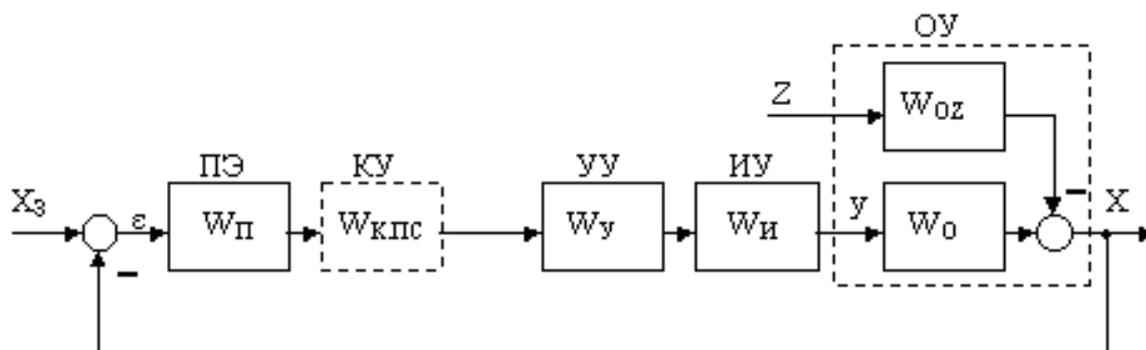
Учебным планом направления 15.03.06 «Мехатроника и робототехника», а также соответствующей программой дисциплины «Теория автоматического управления» предусмотрено выполнение студентами курсовой работы. Выполняя курсовую работу, студент должен глубже понять основные теоретические положения дисциплины и освоить ряд технических приемов расчета автоматических систем управления.

В курсовой работе студенту необходимо выполнить комплекс расчетов автоматической системы управления, заданной в виде обобщенной унифицированной алгоритмической схемы. В зависимости от варианта задания (см. раздел 1) это будет система, изображенная на рис. В.1 или на рис. В.2. Система состоит из объекта управления ОУ, преобразующего элемента ПЭ, исполнительного устройства ИУ, управляющего устройства УУ и одного корректирующего устройства КУ, включенного либо последовательно (см. рис. В.1), либо встречно-параллельно (см. рис. В.2) в основной контур системы. Кроме того, в основной контур системы, изображенной на рис. В.2, включен усилительный элемент УЭ. В зависимости от варианта задания исполнительное устройство системы ИУ может рассматриваться как идеальное интегрирующее звено или как инерционное звено первого порядка (без множителя p , обведенного на рис. В.1 и В.2 кружком). Соответственно вся система будет астатической или статической.

Выходная величина объекта x (управляемая величина системы) зависит от управляющего воздействия u и возмущающего воздействия z . Требуемый закон изменения величины x определяется задающим воздействием x_3 .

Из-за действия обоих входных сигналов и из-за инерционности элементов системы в замкнутом контуре в переходных и установившихся режимах возникает сигнал отклонения (сигнал ошибки) ε , который складывается из двух составляющих: составляющей ε_3 , обусловленной неточным воспроизведением задающего воздействия, и

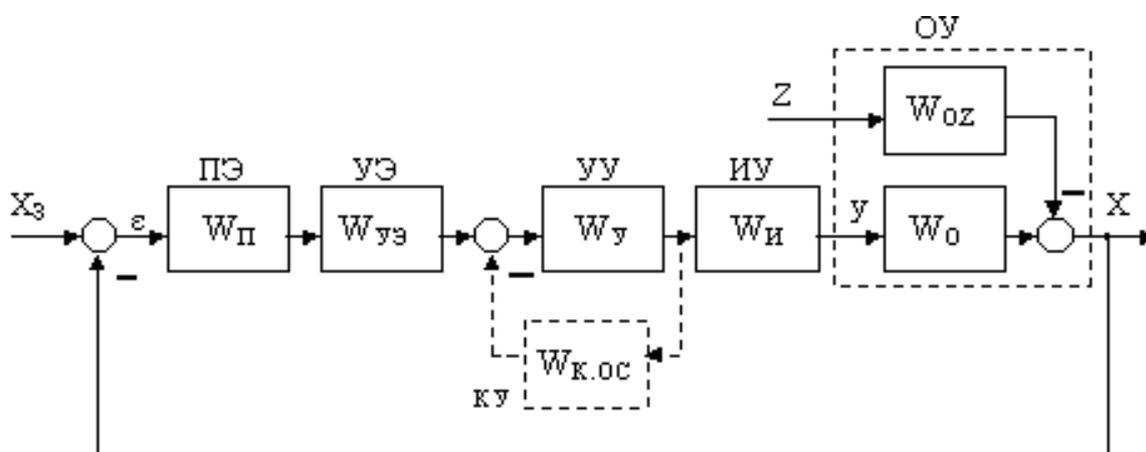
составляющей ε_z , обусловленной неполным подавлением возмущающего воздействия.



$$W_o(p) = \frac{k_o}{T_o p + 1}; \quad W_{oz}(p) = \frac{k_{oz}}{T_{oz} p + 1}; \quad W_y(p) = \frac{k_y}{T_y p + 1};$$

$$W_{и}(p) = \frac{k_{и}}{p (T_{и} p + 1)}; \quad W_{\Pi}(p) = k_{\Pi}$$

Рис. В.1. Алгоритмическая схема автоматической системы управления (для вариантов 0 – 4)



$$W_o(p) = \frac{k_o}{T_o p + 1}; \quad W_{oz}(p) = \frac{k_{oz}}{T_{oz} p + 1}; \quad W_y(p) = \frac{k_y}{T_y p + 1};$$

$$W_{и}(p) = \frac{k_{и}}{p (T_{и} p + 1)}; \quad W_{\Pi}(p) = k_{\Pi}; \quad W_{yз}(p) = \frac{k_{yз}}{T_{yз} p + 1}$$

Рис. В.2. Алгоритмическая схема автоматической системы управления (для вариантов 5 – 9)

При расчете автоматической системы управления рассматриваются вопросы анализа и структурно-параметрического синтеза при детерминированных воздействиях.

Анализ системы заключается в:

- расчете установившейся ошибки замкнутой системы по заданному каналу воздействия при заданном виде входного воздействия;
- определении устойчивости замкнутой системы по заданному критерию устойчивости;
- получению графика переходного процесса по заданному каналу воздействия и вычислению качественных показателей процесса.

Синтез системы состоит в:

- определении структуры и параметров корректирующего устройства;
- вычислении оптимального значения передаточного коэффициента усилительного элемента из условия минимума квадратичной интегральной оценки.

1. ВЫБОР ИСХОДНЫХ ДАННЫХ

Исходные параметры системы (и саму систему) каждый студент определяет в зависимости от номера задания, который выбирается в зависимости от первых трех букв фамилии студента (табл. 1.1). Например,

ИВАнов,	ПЕТров,	ТРОфимов
↓↓↓	↓↓↓	↓↓↓
210	628	865

Таблица 1.1

Определение номера задания на выполнение курсовой работы

Первые три буквы фамилии студента	А, Б	В, Г	Д, Е, Ё, Ж, З, И, Й	К	Л, М	Н, О	П, Р	С	Т, У, Ф, Х, Ъ, Ь	Ц, Ч, Ш, Щ, Ы, Э, Ю, Я
Цифры разрядов номера задания	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

Примечание. Если в группе учатся супруги, то жена номер задания определяет по девичьей фамилии.

В зависимости от номера задания выбирают варианты задания (рис. 1.1).

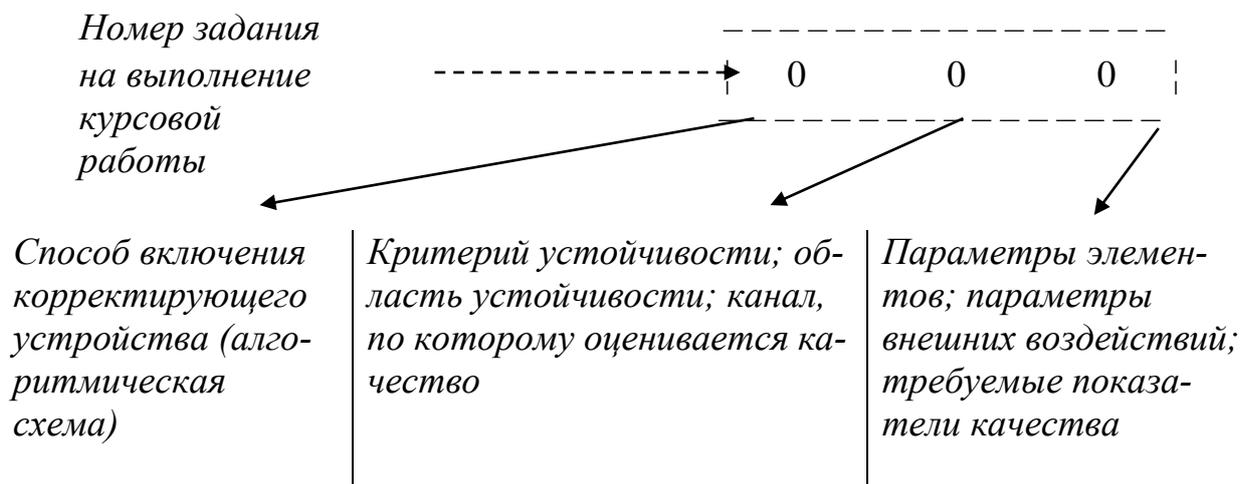


Рис. 1.1. Схема выбора вариантов задания

Цифра, стоящая в разряде единиц, определяет вариант параметров элементов (табл. 1.2, а, б) и вариант параметров внешних воздействий и требуемых показателей качества (табл. 1.3, а, б) Для нечетных цифр постоянная времени $T_{и}$ задана, и исполнительное устройство рассматривается как инерционное звено первого порядка (без множителя «р» на рис. В.1 и В.2), для четных цифр $T_{и}=0$ и исполнительное устройство рассматривается как идеальное интегрирующее звено с одним параметром $k_{и}$.

Цифра, стоящая в разряде десятков, определяет:

по табл. 1.4 – применяемый критерий устойчивости; параметры, в пространстве которых необходимо построить область устойчивости; канал системы, по которому необходимо оценить качество управления в установившихся и переходных режимах.

Каждый раздел работы соответствует определенному пункту задания.

Цифра, стоящая в разряде сотен, определяет способ включения корректирующего устройства и, вследствие этого, выбор исследуемой системы: для цифр 0-4 – последовательное включение (см. рис. В.1), для цифр 5-9 – встречно-параллельное (см. рис. В.2).

Таблица 1.2, а

**Параметры элементов системы
(для алгоритмической схемы на рис. В.1)**

Цифра единиц номера задания	ОУ			ИУ		УУ		ПЭ
	k_o	k_{oz}	$T_o=T_{oz},$ с	$k_{и}$	$T_{и},$ с	k_y	$T_y,$ с	
9	0,1	0,1	1,0	10,0	0,1	15	0,35	0,8
8	1,0	0,2	1,1	1,0	-	3	0,35	0,9
7	0,2	0,1	1,2	5,0	0,25	20	0,60	1,0
6	3,0	0,6	1,3	0,3	-	2	1,00	1,1
5	0,4	0,2	1,4	2,5	0,50	5	1,40	1,2
4	5,0	1,0	1,5	0,2	-	1	1,5	1,2
3	0,6	0,3	1,6	0,35	0,35	20	1,20	1,1
2	7,0	1,4	1,7	0,1	-	2	0,85	1,0
1	0,8	0,4	1,8	1,2	0,20	15	0,60	0,9
0	9,0	1,8	1,9	0,1	-	3	0,45	0,8

Таблица 1.2, б

**Параметры линейных элементов системы
(для алгоритмической схемы на рис. В.2)**

Цифра единиц номера задания	УО			ИУ		УУ		УЭ		ПЭ
	k_o	k_{oz}	$T_o=T_{oz},$ с	$k_{и}$	$T_{и},$ с	k_y	$T_y,$ с	$k_{yэ}$	$T_{yэ},$ с	
9	0,5	0,25	2,0	2,0	0,2	0,2	0,8	10,0	0,6	0,90
8	1,0	0,50	2,1	1,0	-	1,0	1,0	2,0	0,7	0,95
7	2,0	1,00	2,2	0,50	0,4	2,0	1,2	5,0	0,8	1,00
6	3,0	1,50	2,3	0,35	-	0,5	1,4	2,0	0,9	1,05
5	4,0	2,00	2,4	0,25	0,6	3,0	1,6	5,0	1,2	1,10
4	5,0	2,50	2,5	0,20	-	0,5	1,8	3,0	1,4	1,10
3	6,0	3,00	2,6	0,15	0,8	2,0	2,0	2,5	1,8	1,05
2	7,0	3,50	2,7	0,15	-	0,25	2,2	2,0	1,9	1,00
1	8,0	4,00	2,8	0,10	1,0	2,0	2,4	5,0	1,5	0,95
0	9,0	4,50	2,9	0,10	-	0,5	2,6	2,0	1,7	0,90

Таблица 1.3, а

Параметры внешних воздействий и требуемые показатели качества системы (для алгоритмической схемы на рис. В.1)

Цифра единиц номера задания	Параметры воздействий		Показатели качества				
	вида a_0+a_1t		в установившемся режиме		в переходном режиме		
	a_0	a_1	ε_3	ε_z	$\sigma, \%$	$t_{п}, с$	M
9	1,0	-	0,05	0,005	20	1,0	1,25
8	-	2,0	0,50	0,10	25	3,0	1,30
7	3,0	-	0,20	0,02	30	1,5	1,50
6	-	4,0	2,00	1,20	35	4,5	1,60
5	5,0	-	0,50	0,10	40	2,5	1,80
4	-	6,0	4,00	4,00	40	5,0	1,80
3	7,0	-	0,50	0,15	35	2,0	1,60
2	-	8,0	4,00	5,60	30	5,5	1,50
1	9,0	-	0,45	0,20	25	1,5	1,30
0	-	10,0	3,00	5,00	20	5,0	1,25

Таблица 1.3, б

Параметры внешних воздействий и требуемые показатели качества системы (для алгоритмической схемы на рис. В.2)

Цифра единиц номера задания	Параметры воздействий		Показатели качества				
	вида a_0+a_1t		в установившемся режиме		в переходном режиме		
	a_0	a_1	ε_3	ε_z	$\sigma, \%$	$t_{п}, с$	M
9	0,5	-	0,02	0,005	25	1,5	1,3
8	-	1,0	0,50	0,25	25	6,0	1,3
7	2,0	-	0,10	0,10	30	2,0	1,5
6	-	3,0	2,00	3,00	30	10,0	1,5
5	4,0	-	0,30	0,60	35	3,0	1,6
4	-	5,0	4,00	10,0	35	8,0	1,6
3	6,0	-	0,50	1,50	30	4,0	1,5
2	-	7,0	8,00	28,0	30	10,0	1,5
1	8,0	-	0,70	2,80	25	5,0	1,3
0	-	9,0	11,0	50,0	25	10,0	1,3

Выбор заданий по анализу устойчивости и качества системы

Цифра десятков номера задания	Критерий устойчивости	Область устойчивости по параметрам	Показатели качества по каналу	
			в установив- шемся режиме	в переход- ном режиме
9	Гурвица	$k_{и}$ и T_y	$x_3 - \varepsilon$	$x_3 - x$
8	Михайлова	$k_{и}$ и T_o	$x_3 - \varepsilon$	$x_3 - \varepsilon$
7	Найквиста	$k_{п}$ и T_y	$z - x$	$z - x$
6	«Логарифмиче- ский»	k_o и T_y	$z - \varepsilon$	$z - \varepsilon$
5	Гурвица	$k_{п}$ и $T_{и}$	$x_3 - \varepsilon$	$x_3 - x$
4	Михайлова	$k_{и}$ и T_o	$x_3 - \varepsilon$	$x_3 - \varepsilon$
3	Найквиста	k и $T_{и}$	$z - x$	$z - x$
2	«Логарифмиче- ский»	k и T_o	$z - \varepsilon$	$z - \varepsilon$
1	Гурвица	$k_{п}$ и T_o	$x_3 - \varepsilon$	$x_3 - x$
0	Найквиста	k и T_y	$x_3 - \varepsilon$	$x_3 - \varepsilon$

Все исходные данные и указания, выбранные из табл. 1.2 – 1.4 в соответствии с номером задания, выбранным из табл. 1.1, студент вписывает в специальный бланк задания на курсовую работу (см. Приложения 1, 2) и представляет на утверждение руководителю курсовой работы.

При оформлении курсовой работы бланк задания служит титульным листом.

2. СОДЕРЖАНИЕ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Курсовая работа состоит из 6 разделов:

1. Оценка точности в установившемся режиме.
2. Проверка устойчивости исходной системы.
3. Расчет корректирующего устройства.
4. Построение области устойчивости скорректированной системы.
5. Построение графика переходного процесса и оценка качества скорректированной системы.
6. Вычисление и минимизация квадратичной интегральной оценки при типовом воздействии.

Перечень возможных рисунков курсовой работы

Рис. 1. Алгоритмическая схема рассчитываемой системы управления.

Рис. 2. Годограф Михайлова нескорректированной системы.

Рис. 2. Амплитудно-фазовая частотная характеристика (АФЧХ) разомкнутого контура нескорректированной системы.

Рис. 2. Логарифмические частотные характеристики разомкнутого контура нескорректированной системы.

Рис. 3. К расчету корректирующего устройства.

Рис. 4. Принципиальная схема корректирующего устройства.

Рис. 5. Область устойчивости скорректированной системы в плоскости параметра... .

Рис. 5. Область устойчивости скорректированной системы в плоскости параметров... и

Рис. 6. Переходная характеристика замкнутой скорректированной системы по каналу

Рис. 7. Зависимость квадратичной интегральной оценки скорректированной системы от коэффициента k_y .

В некоторых вариантах курсовой работы рис. 2 отсутствует и нумерация рисунков соответственно смещается.

Перечень возможных таблиц курсовой работы

Таблица 1. Годограф Михайлова.

Таблица 1. Амплитудно-фазовая частотная характеристика разомкнутого контура.

Таблица 1. Фазовая частотная характеристика разомкнутого контура.

Таблица 2. Граница области устойчивости системы.

Таблица 3. Исходные данные для цифрового моделирования.

Таблица 4. Результаты цифрового моделирования.

Таблица 5. Зависимость квадратичной интегральной оценки от коэффициента k_y .

3. УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

3.1. Указания к разделу «Оценка точности в установившемся режиме»

Точность статической системы в установившемся режиме оценивают при ступенчатом воздействии, а точность астатической – при линейном. Для вычисления значения сигнала ошибки в установившемся режиме следует воспользоваться теоремой Лапласа о конечном значении оригинала или методом коэффициентов ошибок.

Сначала записывают передаточную функцию замкнутой системы по заданному каналу воздействия. Например, по каналу « x_3 - ε » передаточная функция запишется (для рис. В.1) в виде:

$$\Phi(p) = \frac{\varepsilon(p)}{X_3(p)} = \frac{1}{1 + W_n(p)W_y(p)W_n(p)W_o(p)}. \quad (3.1)$$

Затем в формулу (3.1) следует подставить выражения для передаточных функций элементов системы. Далее для заданного канала воздействия записывают теорему Лапласа о конечном значении оригинала

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p\varepsilon(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p\Phi(p)X_3(p). \quad (3.2)$$

Результатом решения формулы (3.2) является полученное в общем виде (а затем и в численном) значение сигнала ошибки $\varepsilon(t)$ в установившемся режиме. Если это значение удовлетворяет заданному, то расчет окончен. Если не удовлетворяет, то следует вычислить новое (большее) значение передаточного коэффициента k_y , обеспечивающее требуемое значение сигнала ошибки. Проверить правильность решения в общем виде для различных каналов воздействий можно при помощи табл. 4.2 в [1].

3.2. Указания к разделу «Проверка устойчивости исходной системы»

Проверка устойчивости замкнутой нескорректированной системы по заданному критерию проводится или один раз (если в разделе «Оценка точности...» численное значение передаточного коэффициента k_y осталось неизменным), или дважды (при исходном и большем значении k_y).

3.2.1. Критерий устойчивости Гурвица

Исходным выражением для определения устойчивости по данному критерию является характеристическое уравнение замкнутого контура системы

$$1 + W_{\text{рк}}(p) = 0, \quad (3.3)$$

где $W_{\text{рк}}(p)$ – передаточная функция разомкнутого контура. Например, для алгоритмической схемы на рис. В.2 передаточная функция разомкнутого контура системы запишется в виде

$$W_{\text{рк}}(p) = W_{\text{п}}(p)W_{\text{уз}}(p)W_{\text{у}}(p)W_{\text{и}}(p)W_{\text{о}}(p). \quad (3.4)$$

Подставив в формулу (3.3) формулу (3.4), получают характеристическое уравнение замкнутого контура системы сначала в общем, а затем в численном виде. Затем составляют определитель Гурвица (с. 259-264 [1]) и на основании формулировки критерия Гурвица делают вывод об устойчивости (или неустойчивости) системы.

3.2.2. Критерий устойчивости Михайлова

Исходным выражением для определения устойчивости по данному критерию является характеристическое уравнение замкнутого контура системы (см. формулу (3.3) данного пособия). После подстановки в формулу (3.3) передаточной функции разомкнутого контура системы $W_{\text{рк}}(p)$, затем подстановки в формулу для $W_{\text{рк}}(p)$ передаточных функций элементов системы, получают характеристический полином системы, который в общем виде (для схемы на рис. В.1) записывается как

$$F(p) = a_0 p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3, \quad (3.5)$$

где a_0, a_1, a_2, a_3 – коэффициенты характеристического полинома, зависящие от постоянных времени и передаточных коэффициентов элементов системы.

Далее в выражении (3.5) делают подстановку $p = j\omega$ и получают функцию комплексного переменного

$$F(j\omega) = a_0(j\omega)^3 + a_1(j\omega)^2 + a_2 j\omega + a_3 = P(\omega) + jQ(\omega). \quad (3.6)$$

Затем задаются численными значениями частоты ω от 0 до $\omega = \infty$, вычисляют значения $P(\omega)$ и $Q(\omega)$ на этих частотах и строят годограф Михайлова. Далее на основании формулировки критерия Михайлова (с. 266-272 [1]) делают вывод об устойчивости системы.

Суждение об устойчивости системы можно сделать и без построения годографа Михайлова, используя следствие из критерия. Для этого надо найти корни уравнений

$$P(\omega) = 0, \quad Q(\omega) = 0 \quad (3.7)$$

и на основании формулировки следствия сделать вывод об устойчивости системы.

3.2.3. Критерий устойчивости Найквиста

Исходным выражением для определения устойчивости по данному критерию является передаточная функция **разомкнутого** контура системы $W_{\text{рк}}(p)$. Затем в этой формуле делают подстановку $p = j\omega$ и записывают

$$W_{\text{рк}}(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (3.8)$$

где $A(\omega) = |W_{\text{рк}}(j\omega)|$ – амплитудно-частотная функция системы;
 $\varphi(\omega) = \arg W_{\text{рк}}(j\omega)$ – фазо-частотная функция системы.

Далее, задаваясь значениями частоты ω от 0 до $\omega = \infty$, в координатах $P(\omega)$ и $Q(\omega)$ строят график $W_{\text{рк}}(j\omega)$ – амплитудно-фазо-частотную характеристику разомкнутого контура системы, и на основании основной формулировки критерия Найквиста (с. 272-280 [1]) делают вывод об устойчивости системы. График функции $W_{\text{рк}}(j\omega)$ можно построить и другим способом, разложив эту функцию на действительную и мнимую составляющие

$$W_{\text{рк}}(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega). \quad (3.9)$$

3.2.4. Логарифмический критерий устойчивости

Этот критерий является разновидностью основной формулировки критерия Найквиста и применяется для определения устойчивости замкнутых систем, разомкнутый контур которых образован последовательным соединением типовых динамических звеньев. Для определения устойчивости системы строят 2 графика: логарифмическую амплитудно-частотную характеристику (ЛАЧХ) и фазо-частотную характеристику **разомкнутого** контура. Формулировка критерия и пример определения устойчивости статической системы третьего порядка приведены на с. 280-282 [1].

3.3. Указания к разделу «Расчет корректирующего устройства»

Расчет корректирующего устройства осуществляется при помощи логарифмических частотных характеристик. Результатами расчета являются передаточная функция, принципиальная схема и параметры корректирующего устройства, передаточная функция скорректированной системы. Для замкнутой скорректированной системы следует определить запасы устойчивости по фазе и по амплитуде. При выборе корректирующего устройства по справочным таблицам допускается приближенная замена требуемой характеристики.

3.3.1. Расчет последовательного корректирующего

устройства (для алгоритмической схемы на рис. В.1)

Решение задачи коррекции осуществляют в следующей последовательности (с. 392-396 [1]):

1. Строят ЛАЧХ нескорректированной системы $L_{нс}(\omega)$.

2. По заданным показателям качества замкнутой системы в переходном режиме σ , $t_{п}$, M строят ЛАЧХ скорректированной (желаемой) системы $L_{ск}(\omega)$. При этом параметры среднечастотного участка ЛАЧХ желаемой системы рассчитывают по формулам

$$\omega_{ср} = \frac{0,12\pi\sigma}{t_{п}}, \quad \omega_2 = \frac{M-1}{M} \omega_{ср}, \quad \omega_3 = \frac{M+1}{M} \omega_{ср}. \quad (3.10)$$

3. Из ЛАЧХ скорректированной системы вычитают ЛАЧХ нескорректированной системы и получают ЛАЧХ последовательного корректирующего устройства $L_{ку}(\omega)$.

4. По виду ЛАЧХ корректирующего устройства выбирают принципиальную схему (см. табл. 7.2 [1]), записывают передаточную функцию $W_{ку}(p)$, а затем рассчитывают параметры устройства.

5. Записывают передаточную функцию разомкнутой скорректированной системы $W_{ск}(p) = W_{ку}(p)W_{нс}(p)$ и вычисляют запасы устойчивости замкнутой системы по фазе $\Delta\varphi$ и по амплитуде ΔL .

Для вычисления запаса по фазе $\Delta\varphi$ вычисляют фазовый сдвиг системы на частоте среза ($\omega_{ср}$)

$$\varphi(\omega_{ср}) = \arg W_{ск}(j\omega) \Big|_{\omega = \omega_{ср}}, \quad (3.11)$$

откуда запас по фазе равен

$$\Delta\varphi = 180^\circ - |\varphi(\omega_{ср})|. \quad (3.12)$$

Для определения запаса устойчивости по амплитуде ΔL следует сначала найти частоту ω_{π} , при которой фазовый сдвиг системы будет равен $-180^\circ \pm 1^\circ$,

$$\varphi(\omega_{\pi}) = \arg W_{\text{ск}}(j\omega) \Big|_{\omega=\omega_{\pi}} = -180^{\circ}(\pm 1^{\circ}) \quad (3.13)$$

Частоту ω_{π} находят подбором, учитывая при этом, что $\omega_{\pi} > \omega_{\text{ср}}$. Затем по графику ЛАЧХ скорректированной системы находят запас устойчивости по амплитуде ΔL (см. рис. 6.5 [1]).

3.3.2. Расчет встречно-параллельного корректирующего устройства (для алгоритмической схемы на рис. В.2)

Решение задачи коррекции осуществляется в следующей последовательности (с. 392-396 [1]):

1. Строят ЛАЧХ звеньев, не охваченных обратной связью $L_{\text{но}}(\omega)$. При этом передаточный коэффициент k_y следует реализовать за счет изменения передаточного коэффициента $k_{\text{п}}$.

2. По заданным показателям качества системы в переходном режиме σ , $t_{\text{п}}$, M строят ЛАЧХ скорректированной (желаемой) системы $L_{\text{ск}}(\omega)$. При этом параметры среднечастотного участка ЛАЧХ желаемой системы находят по формулам (3.10).

3. Из ЛАЧХ звеньев, не охваченных обратной связью, вычитают ЛАЧХ скорректированной системы и получают ЛАЧХ звена обратной связи $L_{\text{ос}}(\omega)$.

4. По виду ЛАЧХ обратной связи $L_{\text{ос}}(\omega)$ выбирают принципиальную схему (см. табл. 7.2 [1]) и записывают передаточную функцию устройства $W_{\text{ос}}(\omega)$, а затем рассчитывают параметры устройства.

5. Записывают передаточную функцию разомкнутой скорректированной системы $W_{\text{ск}}(p) = W_{\text{но}}(p) / W_{\text{ос}}(p)$ и вычисляют запасы устойчивости замкнутой системы по фазе $\Delta\varphi$ и по амплитуде ΔL (см. формулы (3.11-3.13) данного пособия).

3.4. Указания к разделу «Построение области устойчивости скорректированной системы»

3.4.1. Построение области устойчивости в плоскости одного параметра (с. 284-287 [1])

Исходным выражением для построения является характеристическое уравнение замкнутого контура скорректированной системы (см. раздел 3.3. данного пособия)

$$1 + W_{\text{ск}}(p) = 0. \quad (3.14)$$

Данное уравнение решают относительно интересующего нас параметра ($k, k_o, k_y, k_{и}$) и после подстановки $p=j\omega$ представляют в виде, например,

$$k = P(\omega) + jQ(\omega). \quad (3.15)$$

Затем, изменяя частоту ω от 0 до $+\infty$, строят одну ветвь кривой D -разбиения, а вторую ветвь кривой (при изменении частоты ω от $-\infty$ до 0) достраивают как зеркальное отражение первой ветви, затем кривую штрихуют.

После построения кривой D -разбиения на рисунке следует показать точку, соответствующую принятому значению варьируемого параметра.

3.4.2. Построение области устойчивости в плоскости двух параметров

Исходным выражением для построения области устойчивости является характеристическое уравнение замкнутого контура скорректированной системы (см. формулу (3.14) данного пособия). Затем в соответствии с методикой и примерами, приведенными на с. 287-295 [1], строят кривую D -разбиения, особые прямые и штрихуют их. На рисунке следует показать точку, соответствующую принятым значениям варьируемых параметров.

В процессе выполнения раздела «Расчет корректирующего устройства» может оказаться, что в передаточную функцию скорректированной системы не будет входить постоянная времени, которая приведена в задании для построения области устойчивости. В этом

случае построение области устойчивости в плоскости двух параметров иногда «вырождается» в построение области устойчивости в плоскости одного параметра и **следует проконсультироваться с преподавателем** о дальнейшем ходе решения.

3.5. Указания к разделу «Построение графика переходного процесса и оценка качества скорректированной системы»

В этом разделе необходимо построить график переходного процесса в **замкнутой** скорректированной системе по заданному каналу воздействия, вызванного единичным ступенчатым воздействием. Оценка качества системы осуществляется по форме переходного процесса, числу полуколебаний, периоду затухающих колебаний, первому максимальному отклонению, длительности и перерегулированию. Значения двух последних показателей сравнивают с требуемыми значениями. График переходного процесса системы следует получить при помощи моделирования системы на цифровой вычислительной машине (ЦВМ).

Исходным выражением для моделирования является передаточная функция **замкнутой** скорректированной системы по заданному каналу воздействия, представленная в следующем виде:

$$\Phi(p) = \frac{b_0 p^4 + b_1 p^3 + b_2 p^2 + b_3 p + b_4}{a_0 p^4 + a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p + a_4}. \quad (3.16)$$

Затем составляют таблицу исходных данных для цифрового моделирования, куда входят коэффициенты b_i и a_i из формулы (3.16), а также «шаг интегрирования» Δt , «шаг печати» $t_{\text{печ}}$ и «длительность выполнения расчетов» t_k .

Таблица 3.1

Исходные данные для цифрового моделирования

b_0	b_1	b_2	b_3	b_4	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	Δt	$t_{\text{печ}}$	$t_{\text{к}}$

Рекомендуется выбирать $t_{\text{к}} \approx 1,2t_{\text{п}}$, где $t_{\text{п}}$ – заданное время переходного процесса; $t_{\text{печ}} = t_{\text{к}}/20$; $\Delta t = t_{\text{печ}}/50$. В табл. 3.1 вместо отсутствующих коэффициентов следует (без смещения других коэффициентов) ставить нули.

После ввода исходных данных в ПК получают листинг результатов расчёта, на основании которого строят график переходного процесса. Листинг результатов расчёта подшивается к курсовому проекту. Результаты расчёта следует проверить, используя формулы Лапласа о конечном и начальном значении оригинала,

$$\Phi(0) = h(\infty), \quad \Phi(\infty) = h(0) \quad (3.17)$$

и при необходимости повторить решение, подкорректировав численные значения Δt , $t_{\text{печ}}$, $t_{\text{к}}$.

При получении неустойчивого машинного решения следует уменьшить Δt с соответствующим пересчётом $t_{\text{печ}}$ и $t_{\text{к}}$.

График переходного процесса можно получить и другим способом, используя систему МАТЛАБ [2].

3.6. Указания к разделу «Вычисление и минимизация квадратичной интегральной оценки при типовом воздействии»

Квадратичная интегральная оценка вычисляется при **единичном ступенчатом воздействии**. При этом допускается (по согласованию с преподавателем) упрощение передаточной функции скорректированной системы.

Исходным выражением для дальнейших расчетов является передаточная функция **замкнутой** скорректированной системы по заданному каналу воздействия, записанная в виде:

$$\Phi(p) = \frac{b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \dots + b_m}{a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n}. \quad (3.18)$$

Пусть задан канал воздействия « x_3 - ε », тогда:

$$\Phi(p) = \frac{\varepsilon(p)}{X_3(p)}. \quad (3.19)$$

Находят выражение для изображения переходной составляющей сигнала ошибки

$$\varepsilon_{\Pi}(p) = [\Phi_{\varepsilon}(p) - \Phi_{\varepsilon}(0)] \cdot 1/p. \quad (3.20)$$

При решении выражения (3.20) сначала проводят математические операции в квадратных скобках, при этом возможны следующие упрощения (если передаточный коэффициент разомкнутого контура $k_{\text{рк}} \geq 10$):

$$k_{\text{рк}} + 1 = k_{\text{рк}}, \quad k_{\text{рк}} - 1 = k_{\text{рк}}. \quad (3.21)$$

Далее выражение (3.20) записывают как отношение следующих полиномов:

$$\varepsilon_{\Pi}(p) = \frac{c_0 p^{n-1} + c_1 p^{n-2} + \dots + c_{n-1}}{d_0 p^n + d_1 p^{n-1} + \dots + d_n} = \frac{C(p)}{D(p)}. \quad (3.22)$$

В дальнейшем для вычисления квадратичной интегральной оценки $Q_{\text{кв}}$ по выражению (3.22) используют методику, изложенную на с. 328-336 [1].

Минимум интегральной оценки и оптимальное значение передаточного коэффициента $k_{\text{рк}}$ рекомендуется определять непосредственно по графику функции $Q_{\text{кв}}=f(k_{\text{рк}})$, построенного по точкам. Затем от оптимального значения коэффициента $k_{\text{рк}}$ следует перейти к оптимальному значению передаточного коэффициента k_y .

4. ОФОРМЛЕНИЕ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Курсовая работа оформляется на стандартных листах белой писчей бумаги формата А4 (210×297) в виде распечатки с электронного варианта, причем используется только одна сторона каждого листа.

Страницы курсовой работы должны иметь поля. Заголовки разделов рекомендуется выделять.

Математические преобразования и расчеты, выполняемые в каждом разделе курсовой работы, необходимо сопровождать краткими текстовыми пояснениями, связывающими исходное математическое выражение (характеристическое уравнение, характеристическую функцию, амплитудно-фазовую частотную характеристику, передаточную функцию и т. п.), конечную расчетную формулу, таблицу с вычисленными значениями и соответствующий график. **Особое внимание следует уделять четкому формулированию выводов в конце каждого раздела.**

При получении переходных характеристик скорректированной системы (см. раздел 5 курсовой работы) способом **цифрового моделирования** следует привести листинг программы с распечаткой результатов или результаты расчета в виде вычисленных значений ординат переходной функции в соответствующие моменты времени.

Математические выражения необходимо записывать вначале в самом общем виде – через передаточные и частотные функции отдельных звеньев, затем, вместо каждой функции W_i , подставляется ее конкретный вид, далее производятся алгебраические преобразования

и упрощения, и, наконец, подстановка числовых значений постоянных времени и передаточных коэффициентов звеньев.

Название и номер рисунка пишутся под рисунком. Название и номер таблицы пишутся над таблицей. Располагают рисунки и таблицы после первой ссылки на них.

При использовании справочников, учебников и специальной литературы в тексте следует делать соответствующие ссылки: в квадратных скобках указывается номер литературного источника в списке. Список литературы приводится на последней странице курсовой работы сразу после раздела 6. **Перед списком литературы должно быть приведено развернутое заключение по выполненной работе.**

В конце курсовой работы ставятся дата и подпись студента.

Все листы курсовой работы (включая лист с содержанием работы и листы с рисунками и таблицами) необходимо пронумеровать. Номера ставятся в середине нижнего поля страницы. Разделы, рисунки, таблицы и страницы нумеруются арабскими цифрами. Нумерацию рисунков, таблиц и формул рекомендуется делать сквозной по всей работе. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки.

Все листы должны быть скреплены между собой и сброшюрованы в обложке из плотной бумаги. На обложке стандартным шрифтом пишется содержание титульного листа.

После проверки работы преподавателем со студентом проводится собеседование по содержанию работы. Оценка работы определяется качеством выполнения работы и результатами собеседования.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В представленном пособии студент должен выполнить курсовую работу в виде комплекса расчетов линейной системы управления, работающей при различных входных воздействиях.

После оценки точности в установившемся режиме (раздел 1 курсовой работы) может оказаться, что автоматическая система при оценке ее устойчивости (раздел 2 курсовой работы) будет неустойчивой как при заданном значении передаточного коэффициента управляющего устройства k_y , так и при новом, выбранном по условию точности, большем значении k_y . А может случиться, что при заданном значении k_y система является устойчивой, а при новом – неустойчивой. В обоих случаях в разделе 3 курсовой работы будут одновременно выполнены 2 задачи: задача стабилизации (приведение системы из неустойчивого состояния в устойчивое) и задача коррекции (придание системе нового качества).

При оценке запасов устойчивости замкнутой системы по фазе и амплитуде (раздел 3 курсовой работы) может случиться, что полученные результаты не соответствуют рекомендуемым (см. с. 311-312 [1]). В этом случае необходимо по согласованию с преподавателем изменить заданные показатели качества или сделать правильные выводы о причинах несоответствия.

При построении области устойчивости в плоскости двух параметров заданные значения параметров **обязательно** должны попасть в область устойчивости, в противном случае следует искать математические ошибки. «Вырождение» области устойчивости в плоскости двух параметров в область устойчивости в плоскости одного параметра возможно (в рамках рассматриваемого курсовой работы) только для системы третьего порядка с интегрирующим исполнительным устройством.

При сравнении полученных показателей качества переходного процесса с заданными показателями при выполнении раздела 5 курсовой работы следует сделать выводы о причинах несоответствия.

При вычислении оптимального передаточного коэффициента управляющего устройства k_y в разделе 6 курсовой работы следует

понимать, что одинаковые численные значения коэффициента k_y в этом разделе и в разделе 1 курсовой работы могут быть только случайными, так как критерии оптимальности в разделах разные. В первом разделе коэффициент k_y выбирают из условия заданной точности в установившемся режиме, в шестом – из условия минимума квадратичной интегральной оценки по заданному каналу воздействия.

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Лукас В. А.* Теория автоматического управления: учебное пособие / В. А. Лукас. 4-е издание, исправленное. Екатеринбург: Изд-во УГГУ, 2005. 677 с.

2. *Леонов Р. Е.* Решение типовых линейных задач в системе МАТЛАБ: учебное пособие / Р. Е. Леонов. Екатеринбург: Изд-во УГГУ, 2012. 168 с.

3. *Лукас В. А., Барановский В. П.* Теория автоматического управления. Часть 1. Математическое описание, анализ устойчивости и качества линейных непрерывных систем управления: курс лекций / В. А. Лукас, В. П. Барановский. Екатеринбург: Изд-во УГГУ, 2007. 226 с.

4. *Лукас В. А., Барановский В. П.* Основы теории автоматического управления: учебное пособие / В. А. Лукас, В. П. Барановский. Екатеринбург: Изд-во УГГУ, 2007. 190 с.

Титульный лист курсовой работы

Министерство образования и науки РФ
ФГБОУ ВО
«УРАЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ГОРНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Кафедра автоматизации и компьютерных технологий

КУРСОВАЯ РАБОТА
по дисциплине
«ТЕОРИЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ»

Тема: Комплекс расчётов линейной
системы управления

Группа _____

Студент _____

Номер задания _____

Руководитель _____

Екатеринбург, 20__

Задание на выполнение курсовой работы

ЗАДАНИЕ №

Для автоматической системы, алгоритмическая схема которой приведена на рис. В.1 (или В.2), выполнить следующие расчёты:

1. При заданных параметрах линейной системы (см. табл. 1.2, а, б) $k_o=$; $k_{oz}=$; $T_o=T_{oz}=$,с; $k_{и}=$; $T_{и}=$,с; $k_y=$; $T_y=$,с; $k_{yэ}=$; $T_{yэ}=$,с; $k_{п}=$ оценить точность в установившемся режиме по каналу _____ (см. табл. 1.4) при типовом воздействии _____ (см. табл. 1.3, а, б).

При неудовлетворительной точности выбрать значение передаточного коэффициента k_y , обеспечивающее требуемое значение сигнала ошибки $\varepsilon_3(\varepsilon_z) \leq$ _____ (см. табл. 1.3, а, б).

2. С помощью критерия _____ (см. табл. 1.4) проверить устойчивость линейной системы при заданных и выбранных параметрах.

3. По требуемым показателям качества в переходном режиме $\sigma =$,%; $t_{п} =$, с; $M =$ (см. табл. 1.3, а, б) определить структуру и параметры корректирующего устройства (см. рис. В.1 или В.2).

4. Методом D -разбиения построить область устойчивости по параметрам _____ (см. табл. 1.4) для скорректированной системы.

5. На ЦВМ получить график переходного процесса по каналу _____ (см. табл. 1.4) и сравнить полученные показатели качества с требуемыми.

6. Для замкнутой скорректированной системы вычислить квадратичную интегральную оценку по каналу _____ (см. табл. 1.4) и определить оптимальное значение коэффициента k_y .

Дата выдачи задания

Подпись руководителя

**ПРИМЕРЫ РАСЧЁТА
КУРСОВОЙ РАБОТЫ**

П.3.1. Оценка точности в установившемся режиме

Оценим точность статического варианта системы в установившемся режиме по каналу « x_3 - ε » при ступенчатом воздействии $x_3(t)=a_0$ для алгоритмической схемы, представленной на рис. В.1. Подставим в формулу (3.1) передаточные функции элементов системы

$$\begin{aligned} \Phi(p) &= \frac{\varepsilon(p)}{X_3(p)} = \frac{1}{1 + \frac{k_{\text{п}} k_{\text{у}} k_{\text{и}} k_{\text{о}}}{(T_{\text{у}} p + 1)(T_{\text{и}} p + 1)(T_{\text{о}} p + 1)}} = \\ &= \frac{(T_{\text{у}} p + 1)(T_{\text{и}} p + 1)(T_{\text{о}} p + 1)}{(T_{\text{у}} p + 1)(T_{\text{и}} p + 1)(T_{\text{о}} p + 1) + k_{\text{п}} k_{\text{у}} k_{\text{и}} k_{\text{о}}}. \end{aligned} \quad (\text{П.3.1})$$

Запишем теорему Лапласа о конечном значении оригинала для сигнала ошибки (см. формулу 3.2) с учётом формулы (П.3.1) и изображения ступенчатого воздействия $X_3(p)=a_0/p$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{(T_{\text{у}} p + 1)(T_{\text{и}} p + 1)(T_{\text{о}} p + 1)}{(T_{\text{у}} p + 1)(T_{\text{и}} p + 1)(T_{\text{о}} p + 1) + k_{\text{п}} k_{\text{у}} k_{\text{и}} k_{\text{о}}} \cdot \frac{a_0}{p}. \quad (\text{П.3.2})$$

После упрощения выражения (П.3.2) и взятия предела получим

$$\varepsilon_3(\infty) = \frac{a_0}{1 + k_{\text{п}} k_{\text{у}} k_{\text{и}} k_{\text{о}}}. \quad (\text{П.3.3})$$

С учётом заданных численных значений передаточных коэффициентов элементов системы ($k_{\text{п}}=1,0$; $k_{\text{у}}=20$; $k_{\text{и}}=5,0$; $k_{\text{о}}=0,2$) и величины входного сигнала ($a_0=3,0$) получим

$$\varepsilon_3(\infty) = \frac{3,0}{1 + 1,0 \cdot 2,0 \cdot 5,0 \cdot 0,2} \approx 0,14. \quad (\text{П.3.4})$$

Исходя из решения (П.3.4) и условия точности системы в установившемся режиме по рассматриваемому каналу воздействия

(например, $\varepsilon_3 \leq 0,2$) видно, что передаточный коэффициент управляющего устройства ($k_y = 20$) обеспечивает значение сигнала ошибки ниже требуемого, следовательно, точность системы при заданных условиях удовлетворительная.

Предположим, требуемая точность по заданному каналу воздействия должна быть $\varepsilon_3 \leq 0,1$. В этом случае новое большее значение передаточного коэффициента управляющего устройства k_y следует определить из условия

$$0,10 = \frac{3,0}{1 + 1,0 \cdot k_y \cdot 5,0 \cdot 0,2}, \quad (\text{П.3.5})$$

откуда $k_y \approx 29$.

Оценим точность **астатического** варианта системы (системы с интегрирующим исполнительным устройством) в установившемся режиме по каналу « x_3 - ε » при линейном воздействии $x_3(t) = a_1 t$ для алгоритмической схемы, представленной на рис. В.2. Перепишем формулу (3.1) с учётом дополнительного элемента $W_{y_3}(p)$, введённого в контур системы,

$$\Phi(p) = \frac{\varepsilon(p)}{X_3(p)} = \frac{1}{1 + W_{\pi}(p)W_{y_3}(p)W_y(p)W_{\pi}(p)W_o(p)}. \quad (\text{П.3.6})$$

Подставим в формулу (П.3.6) передаточные функции элементов системы

$$\begin{aligned} \Phi(p) &= \frac{\varepsilon(p)}{X_3(p)} = \frac{1}{1 + \frac{k_{\pi} k_{y_3} k_y k_{\pi} k_o}{p(T_{y_3}p + 1)(T_y p + 1)(T_o p + 1)}} = \\ &= \frac{p(T_{y_3}p + 1)(T_y p + 1)(T_o p + 1)}{p(T_{y_3}p + 1)(T_y p + 1)(T_o p + 1) + k_{\pi} k_{y_3} k_y k_{\pi} k_o}. \end{aligned} \quad (\text{П.3.7})$$

Запишем теорему Лапласа о конечном значении оригинала для сигнала ошибки (см. формулу 3.2) с учётом формулы (П.3.7) и изображения линейного воздействия $X_3(p) = a_1/p^2$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{p(T_{y3}p + 1)(T_y p + 1)(T_o p + 1)}{p(T_{y3}p + 1)(T_y p + 1)(T_o p + 1) + k_{\Pi} k_{y3} k_y k_{\Pi} k_o} \cdot \frac{a_1}{p^2}. \quad (\text{П.3.8})$$

После упрощения выражения (П.3.8) и взятия предела получим

$$\varepsilon_3(\infty) = \frac{a_1}{k_{\Pi} k_{y3} k_y k_{\Pi} k_o}. \quad (\text{П.3.9})$$

С учётом заданных численных значений передаточных коэффициентов элементов системы ($k_{\Pi}=1,1$; $k_{y3}=2,0$; $k_y=5,0$; $k_{\Pi}=2,0$; $k_o=2,5$) и величины входного сигнала ($a_1=5,0$) получим

$$\varepsilon_3(\infty) = \frac{5,0}{1,1 \cdot 2 \cdot 5 \cdot 2 \cdot 2,5} \approx 0,09. \quad (\text{П.3.10})$$

Исходя из решения (П.3.10) и условия точности системы в установившемся режиме по рассматриваемому каналу воздействия (например, $\varepsilon_3 \leq 0,05$) видно, что передаточный коэффициент управляющего устройства $k_y=5,0$ не обеспечивает требуемой точности. Новое, большее значение передаточного коэффициента k_y найдём из условия

$$0,05 = \frac{5,0}{1,1 \cdot 2 \cdot k_y \cdot 2 \cdot 2,5}, \quad (\text{П.3.11})$$

откуда $k_y \approx 9,1$.

Оценим точность системы в установившемся режиме по каналу «z-ε», предварительно записав передаточную функцию замкнутой системы по этому каналу (для рис. В.2)

$$\Phi(p) = \frac{\varepsilon(p)}{Z(p)} = \frac{W_{oz}(p)}{1 + W_{\Pi}(p)W_{y3}(p)W_y(p)W_{\Pi}(p)W_o(p)}, \quad (\text{П.3.12})$$

Запишем теорему Лапласа о конечном значении оригинала для сигнала ошибки по каналу «z-ε»

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p\varepsilon(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p\Phi(p)Z(p), \quad (\text{П.3.13})$$

где $Z(p)$ – изображение по Лапласу возмущающего воздействия: для $z(t)=a_0$ $Z(p)=a_0/p$, а для $z(t)=a_1t$ $Z(p)=a_1/p^2$.

Подставив в формулу (П.3.12) передаточные функции элементов системы, с учётом формулы (П.3.13) получим следующие выражения в общем виде для сигнала ошибки:

- для статической системы

$$\varepsilon_z(\infty) = \frac{a_0 k_{oz}}{1 + k_{\pi} k_{yз} k_y k_{\text{и}} k_o}, \quad (\text{П.3.14})$$

- для астатической системы

$$\varepsilon_z(\infty) = \frac{a_1 k_{oz}}{k_{\pi} k_{yз} k_y k_{\text{и}} k_o}. \quad (\text{П.3.15})$$

Если после подстановки в формулы (П.3.14) или (П.3.15) численных значений передаточных коэффициентов элементов системы и величин входного сигнала точность системы удовлетворяет заданной, то расчёт точности закончен; если не удовлетворяет, то новое, большее значение передаточного коэффициента управляющего устройства k_y следует найти, подставив в формулы (П.3.14) или (П.3.15) требуемые по условию точности численные значения сигнала ошибки ε_z из табл. 1.3, а или табл. 1.3, б.

Для оценки точности системы по каналу «z-x» запишем передаточную функцию замкнутой системы по этому каналу (для рис. В.2)

$$\Phi(p) = \frac{X(p)}{Z(p)} = \frac{-W_{oz}(p)}{1 + W_{\pi}(p)W_{yз}(p)W_y(p)W_{\text{и}}(p)W_o(p)}. \quad (\text{П.3.16})$$

Сравнивая формулы (П.3.12) и (П.3.16), можно отметить, что они отличаются только знаками числителя передаточных функций. Таким образом, при оценке точности по каналу «z-x» можно считать, что он идентичен каналу «z-ε». В дальнейшем знак минус в числителе формулы (П.3.16) следует опустить и точность рассматривать по формулам (П.3.14) или (П.3.15).

П.3.2. Проверка устойчивости исходной системы

П.3.2.1. Критерий устойчивости Гурвица

Исходным выражением для определения устойчивости по критерию Гурвица является характеристическое уравнение замкнутого контура системы (см. формулу (3.3)). Подставим в формулу (3.3) передаточные функции элементов системы для алгоритмической схемы, представленной на рис. В.1,

$$1 + W_{\Pi}(p)W_{\Upsilon}(p)W_{\text{И}}(p)W_{\text{О}}(p) = 0. \quad (\text{П.3.17})$$

Подставим в формулу (П.3.17) содержание передаточных функций элементов для **статического** варианта системы

$$1 + \frac{k_{\Pi}k_{\Upsilon}k_{\text{И}}k_{\text{О}}}{(T_{\Upsilon}p + 1)(T_{\text{И}}p + 1)(T_{\text{О}}p + 1)} = 0. \quad (\text{П.3.18})$$

Преобразуем выражение (П.3.18)

$$\begin{aligned} T_{\Upsilon}T_{\text{И}}T_{\text{О}}p^3 + (T_{\Upsilon}T_{\text{И}} + T_{\text{И}}T_{\text{О}} + T_{\Upsilon}T_{\text{О}})p^2 + \\ + (T_{\Upsilon} + T_{\text{И}} + T_{\text{О}})p + 1 + k_{\text{рк}} = 0, \end{aligned} \quad (\text{П.3.19})$$

где $k_{\text{рк}} = k_{\Pi}k_{\Upsilon}k_{\text{И}}k_{\text{О}}$ – передаточный коэффициент разомкнутого контура системы.

Подставим в уравнение (П.3.19) численные значения постоянных времени и передаточных коэффициентов элементов системы для одного из вариантов задания

$$0,18p^3 + 1,17p^2 + 2,05p + 21 = 0. \quad (\text{П.3.20})$$

Перепишем уравнение (П.3.20) в общем виде

$$a_0p^3 + a_1p^2 + a_2p + a_3 = 0, \quad (\text{П.3.21})$$

где $a_0=0,18$; $a_1=1,17$; $a_2=2,05$; $a_3=21$.

В соответствии с формулировкой критерия устойчивости Гурвица [1] помимо условия положительности всех коэффициентов характеристического уравнения в системе любого порядка для устойчивости исследуемой системы **третьего** порядка должно выполняться условие

$$\Delta_2 = a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0. \quad (\text{П.3.22})$$

Подставив в формулу (П.3.22) численные значения коэффициентов a_0, a_1, a_2, a_3 , получим $\Delta_2 = -1,38 < 0$. Из этого следует, что при заданном передаточном коэффициенте разомкнутого контура ($k_{\text{рк}} = 20$) замкнутая система является **неустойчивой**. Вследствие этого, при выполнении третьего раздела курсового проекта, помимо задания системе конкретного качества, систему одновременно стабилизируют, то есть приводят в устойчивое состояние.

Определим устойчивость замкнутой системы, представленной на рис. В.2. В соответствии с формулой (3.3) запишем характеристическое уравнение замкнутого контура

$$1 + W_{\text{п}}(p)W_{\text{уз}}(p)W_{\text{у}}(p)W_{\text{и}}(p)W_{\text{о}}(p) = 0. \quad (\text{П.3.23})$$

Подставим в формулу (П.3.23) содержание передаточных функций элементов для **астатического** варианта системы

$$1 + \frac{k_{\text{п}} k_{\text{уз}} k_{\text{у}} k_{\text{и}} k_{\text{о}}}{p(T_{\text{уз}} p + 1)(T_{\text{у}} p + 1)(T_{\text{о}} p + 1)} = 0. \quad (\text{П.3.24})$$

Преобразуем выражение (П.3.24)

$$T_{\text{уз}} T_{\text{у}} T_{\text{о}} p^4 + (T_{\text{уз}} T_{\text{у}} + T_{\text{уз}} T_{\text{о}} + T_{\text{у}} T_{\text{о}}) p^3 + (T_{\text{уз}} + T_{\text{о}} + T_{\text{у}}) p^2 + p + k_{\text{рк}} = 0, \quad (\text{П.3.25})$$

где $k_{\text{рк}} = k_{\text{п}} k_{\text{уз}} k_{\text{у}} k_{\text{и}} k_{\text{о}}$ – передаточный коэффициент разомкнутого контура системы.

Подставим в уравнение (П.3.25) численные значения постоянных времени и передаточных коэффициентов элементов системы для одного из вариантов задания

$$6p^4 + 11p^3 + 6p^2 + p + 0,45 = 0. \quad (\text{П.3.26})$$

Перепишем уравнение (П.3.26) в общем виде

$$a_0p^4 + a_1p^3 + a_2p^2 + a_3p + a_4 = 0, \quad (\text{П.3.27})$$

где $a_0=6$; $a_1=11$; $a_2=6$; $a_3=1$; $a_4=0,45$.

В соответствии с формулировкой критерия устойчивости Гурвица [1], помимо условия положительности всех коэффициентов характеристического уравнения, в системе любого порядка для устойчивости исследуемой системы **четвертого** порядка должно выполняться условие:

$$\Delta_3 = a_1a_2a_3 - a_0a_3^2 - a_1^2a_4 > 0. \quad (\text{П.3.28})$$

Подставив в формулу (П.3.28) численные значения коэффициентов a_0, a_1, a_2, a_3, a_4 , получим $\Delta_3 = 5,55 > 0$. Следовательно, рассматриваемая замкнутая система устойчива.

П.3.2.2. Критерий устойчивости Михайлова

Исходным выражением для определения устойчивости является характеристическое уравнение **замкнутой** системы (см. формулу (3.3)). Запишем характеристическое уравнение системы для алгоритмической схемы, представленной на рис. В.1,

$$1 + W_{\text{п}}(p)W_{\text{у}}(p)W_{\text{и}}(p)W_{\text{о}}(p) = 0. \quad (\text{П.3.29})$$

Подставим в формулу (П.3.29) содержание передаточных функций элементов для **астатического** варианта системы

$$1 + \frac{k_{\text{п}}k_{\text{у}}k_{\text{и}}k_{\text{о}}}{p(T_{\text{у}}p + 1)(T_{\text{о}}p + 1)} = 0. \quad (\text{П.3.30})$$

Преобразуем выражение (П.3.30) и представим его в виде полинома

$$T_{\text{у}}T_{\text{о}}p^3 + (T_{\text{у}} + T_{\text{о}})p^2 + p + k_{\text{рк}} = F(p), \quad (\text{П.3.31})$$

где $k_{рк} = k_п k_y k_i k_o$ – передаточный коэффициент разомкнутого контура системы.

Подставим в формулу (П.3.31) численные значения постоянных времени и передаточных коэффициентов элементов системы для одного из вариантов задания и сделаем подстановку $p = j\omega$

$$-0,385j\omega^3 - 1,45\omega^2 + j\omega + 2,7 = F(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega). \quad (\text{П.3.32})$$

Разложим выражение (П.3.32) на действительную $P(\omega)$ и мнимую $Q(\omega)$ составляющие

$$P(\omega) = 2,7 - 1,45\omega^2, \quad Q(\omega) = \omega - 0,385\omega^3. \quad (\text{П.3.33})$$

Вычислим значения $P(\omega)$ и $Q(\omega)$ при изменении частоты ω от 0 до ∞ и результаты сведем в таблицу.

Таблица П.3.1

Годограф Михайлова

ω	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,3	1,5	1,61	1,7
$P(\omega)$	2,7	2,64	2,46	2,17	1,77	1,25	0,24	-0,56	-1,05	-1,49
$Q(\omega)$	0	0,2	0,37	0,51	0,6	0,615	0,45	0,2	0	-0,19

По данным табл. П.3.1 строим график.

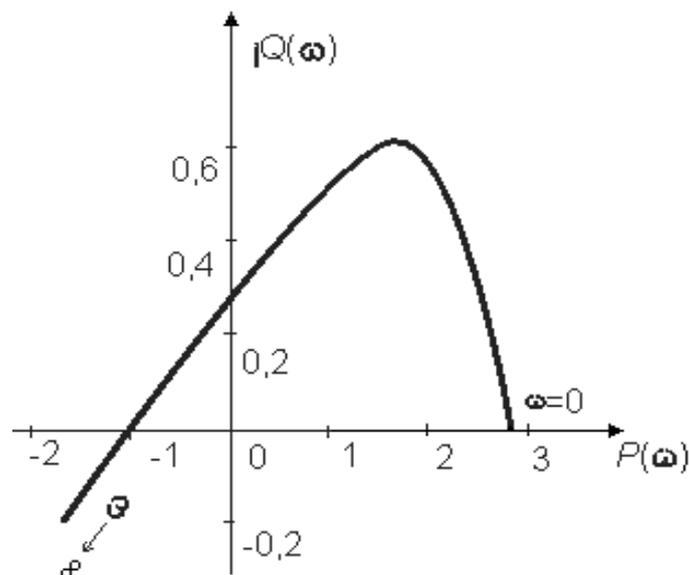


Рис. П.3.1. Годограф Михайлова нескорректированной системы

Проанализировав график на рис. П.3.1, можно на основании формулировки критерия Михайлова* (с. 266-272 [1]) сделать вывод, что исследуемая замкнутая система управления устойчивая.

Правильность вывода об устойчивости (неустойчивости) системы по виду годографа Михайлова можно проверить, используя следствие из критерия. Для этого следует найти корни уравнения $P(\omega) = 0$ и $Q(\omega) = 0$. Для рассматриваемого примера (формула (П.3.33)) корни уравнений будут следующие: $\omega_{м1} = 0$; $\omega_{г1} = 1,36$; $\omega_{м2} = 1,61$.

Так как корни уравнений чередуются (численные значения корней $P(\omega)$ и $Q(\omega)$ следуют друг за другом: $0 \rightarrow 1,36 \rightarrow 1,61$), то (в соответствии с формулировкой следствия из критерия Михайлова) исследуемая система управления будет устойчивой.

При определении устойчивости системы для алгоритмической системы на рис. В.2 полином (3.5) будет не третьего порядка, а четвертого за счет введения в контур элемента с передаточной функцией $W_{юз}(p)$. В остальном последовательность определения факта устойчивости (неустойчивости) системы та же, что и для системы третьего порядка, с той лишь разницей, что годограф Михайлова устойчивой системы четвертого порядка должен последовательно, не обращаясь в ноль, обойти четыре квадранта.

П.3.2.3. Критерий устойчивости Найквиста

Исходным выражением для определения устойчивости является передаточная функция **разомкнутого** контура системы $W_{рк}(p)$. Запишем передаточную функцию для **статического** варианта системы, представленной на рис. В.2,

$$W_{рк}(p) = W_{п}(p)W_{юз}(p)W_{у}(p)W_{и}(p)W_{о}(p) = \frac{k_{п} k_{юз} k_{у} k_{и} k_{о}}{(T_{юз}p + 1)(T_{у}p + 1)(T_{и}p + 1)(T_{о}p + 1)}. \quad (\text{П.3.34})$$

* Формулировку критерия устойчивости Михайлова следует привести при оформлении курсовой работы.

Сделаем в формуле (П.3.34) подстановку $p = j\omega$

$$W_{\text{рк}}(j\omega) = \frac{k_{\text{рк}}}{(T_{\text{юз}}j\omega + 1)(T_{\text{у}}j\omega + 1)(T_{\text{и}}j\omega + 1)(T_{\text{о}}j\omega + 1)}, \quad (\text{П.3.35})$$

где $k_{\text{рк}}$ – передаточный коэффициент разомкнутого контура системы.

Представим $W_{\text{рк}}(j\omega)$ в соответствии с формулой (3.8) через амплитудно-частотную $A(\omega)$ и фазо-частотную $\varphi(\omega)$ функции

$$A(\omega) = |W_{\text{рк}}(j\omega)| = \frac{k_{\text{рк}}}{\sqrt{T_{\text{юз}}^2\omega^2 + 1}\sqrt{T_{\text{у}}^2\omega^2 + 1}\sqrt{T_{\text{и}}^2\omega^2 + 1}\sqrt{T_{\text{о}}^2\omega^2 + 1}}; \quad (\text{П.3.36})$$

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) = \arg W_{\text{рк}}(j\omega) = & -\arctg T_{\text{юз}}\omega - \arctg T_{\text{у}}\omega - \\ & - \arctg T_{\text{и}}\omega - \arctg T_{\text{о}}\omega \end{aligned} \quad (\text{П.3.37})$$

Подставим в формулы (П.3.36) и (П.3.37) численные значения передаточных коэффициентов и постоянных времени для одного из вариантов задания

$$A(\omega) = \frac{19}{\sqrt{0,64\omega^2 + 1}\sqrt{1,44\omega^2 + 1}\sqrt{0,16\omega^2 + 1}\sqrt{4,84\omega^2 + 1}}; \quad (\text{П.3.38})$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg 0,8\omega - \arctg 1,2\omega - \arctg 0,4\omega - \arctg 2,2\omega. \quad (\text{П.3.39})$$

Для построения графика амплитудно-фазовой частотной характеристики (АФЧХ) составим таблицу изменения функций $A(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ при вариации частоты ω .

Таблица П.3.2

АФЧХ разомкнутого контура

ω	0	0,1	0,2	0,3	0,5	1,0	1,5	2,0	5,0
$A(\omega)$	19	18,4	16,7	14,4	9,9	3,65	1,5	0,67	0,03
$\varphi(\omega)$, град	0	-26	-51	-74	-112	-176	-215	-241	-305

По данным табл. П.3.2 строим график АФЧХ.

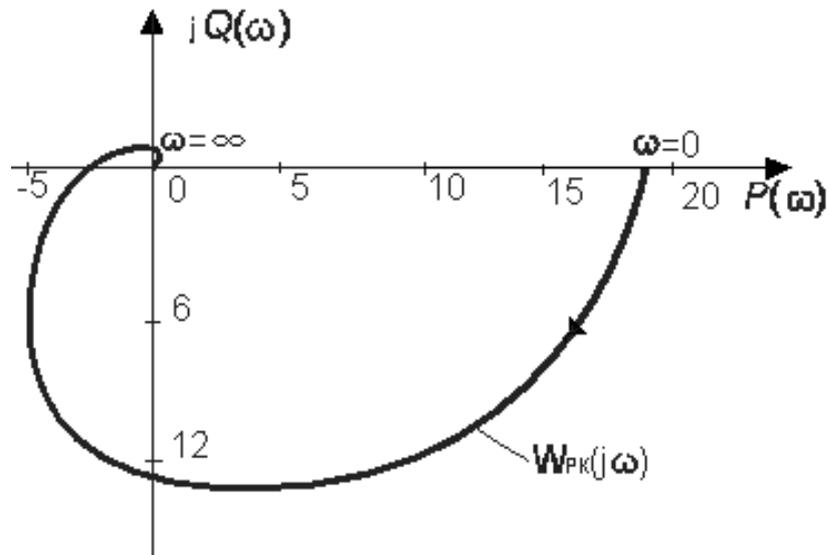


Рис. П.3.2. Амлитудно-фазовая частотная характеристика разомкнутого контура нескорректированной системы

Анализируя график на рис. П.3.2, отмечаем, что на основании основной формулировки критерия устойчивости Найквиста[†] (с. 272-280 [1]) исследуемая замкнутая система неустойчивая.

Определим устойчивость для **астатического** варианта системы, представленной на рис. В.1. Запишем передаточную функцию разомкнутого контура системы $W_{\text{рк}}(p)$

$$\begin{aligned} W_{\text{рк}}(p) &= W_{\text{п}}(p)W_{\text{у}}(p)W_{\text{и}}(p)W_{\text{о}}(p) = \\ &= \frac{k_{\text{п}}k_{\text{у}}k_{\text{и}}k_{\text{о}}}{p(T_{\text{у}}p + 1)(T_{\text{о}}p + 1)}. \end{aligned} \quad (\text{П.3.40})$$

Сделаем в формуле (П.3.40) подстановку $p=j\omega$

$$W_{\text{рк}}(j\omega) = \frac{k_{\text{рк}}}{j\omega(T_{\text{у}}j\omega + 1)(T_{\text{о}}j\omega + 1)}, \quad (\text{П.3.41})$$

[†] Основную формулировку критерия устойчивости Найквиста следует привести при оформлении курсовой работы.

где $k_{рк} = k_п k_y k_{и} k_o$ – передаточный коэффициент разомкнутого контура системы.

Представим $W_{рк}(j\omega)$ в соответствии с формулой (3.8) через амплитудно-частотную $A(\omega)$ и фазо-частотную $\varphi(\omega)$ функции

$$A(\omega) = |W_{рк}(j\omega)| = \frac{k_{рк}}{\omega \sqrt{T_y^2 \omega^2 + 1} \sqrt{T_o^2 \omega^2 + 1}}; \quad (\text{П.3.42})$$

$$\varphi(\omega) = \arg W_{рк}(j\omega) = -90^\circ - \arctg T_y \omega - \arctg T_o \omega. \quad (\text{П.3.43})$$

Подставим в формулы (П.3.36) и (П.3.37) численные значения передаточных коэффициентов и постоянных времени для одного из вариантов задания

$$A(\omega) = |W_{рк}(j\omega)| = \frac{1,2}{\omega \sqrt{2,25\omega^2 + 1} \sqrt{2,25\omega^2 + 1}}; \quad (\text{П.3.44})$$

$$\varphi(\omega) = \arg W_{рк}(j\omega) = -90^\circ - \arctg 1,5\omega - \arctg 1,5\omega. \quad (\text{П.3.45})$$

Для построения графика амплитудно-фазовой частотной характеристики (АФЧХ) составим таблицу изменения функций $A(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ при вариации частоты ω .

Таблица П.3.3

АФЧХ разомкнутого контура

ω	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2	1,3
$A(\omega)$	8,3	4,7	2,5	1,0	0,7	0,5	0,4	0,3	0,2	0,19
$\varphi(\omega)$, град	-134	-154	-164	-172	-180	-187	-193	-198	-203	-207

По данным таблицы П.3.3 строим график АФЧХ.

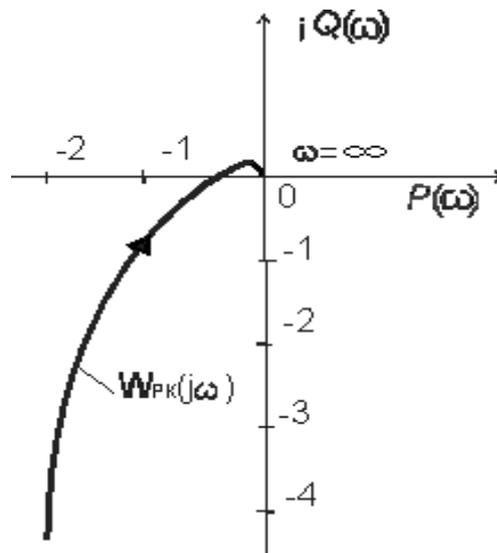


Рис. П.3.3. Амплитудно-фазовая частотная характеристика разомкнутого контура нескорректированной системы

Анализируя график на рис. П.3.3, отмечаем, что на основании основной формулировки критерия устойчивости Найквиста (с. 272-280 [1]) исследуемая замкнутая система является устойчивой.

График функции $W_{рк}(j\omega)$ можно построить и другим способом, разложив эту функцию на действительную $P(\omega)$ и мнимую $Q(\omega)$ составляющие в соответствии с формулой (3.9). Для этого в знаменателях функций $W_{рк}(j\omega)$ (см. формулы (П.3.35) и (П.3.41)) перемножают скобки, приводят подобные члены, отделяют действительную часть от мнимой и умножают числитель и знаменатель функций на выражение, сопряженное знаменателю. Затем составляют таблицу изменения функций $P(\omega)$ и $Q(\omega)$ при вариации частоты ω и строят график АФЧХ.

П.3.2.4. Логарифмический критерий устойчивости

Для определения устойчивости замкнутой системы строят два графика – логарифмическую амплитудно-частотную характеристику (ЛАЧХ) и фазо-частотную характеристику (ФЧХ) разомкнутой системы. Исходным выражением для построения является передаточная функция разомкнутой нескорректированной системы $W_{нс}(p)$.

Построим приближенную ЛАЧХ для **статического** варианта системы, представленной на рис. В.1. Запишем передаточную функцию этой системы

$$W_{\text{нс}}(p) = W_{\text{п}}(p)W_{\text{у}}(p)W_{\text{и}}(p)W_{\text{о}}(p) = \frac{k_{\text{рк}}}{(T_{\text{у}}p + 1)(T_{\text{и}}p + 1)(T_{\text{о}}p + 1)}, \quad (\text{П.3.46})$$

где $k_{\text{рк}} = k_{\text{п}}k_{\text{у}}k_{\text{и}}k_{\text{о}}$ – передаточный коэффициент разомкнутого контура.

Произведем необходимые вспомогательные операции для построения ЛАЧХ, для чего найдем значения $20\lg k_{\text{рк}}$, значения сопрягающих частот и их логарифмов в порядке возрастания, например, $\omega_{\text{с1}} = 1/T_{\text{о}}$, $\omega_{\text{с2}} = 1/T_{\text{у}}$, $\omega_{\text{с3}} = 1/T_{\text{и}}$, $\lg \omega_{\text{сi}}$. ЛАЧХ трех последовательно соединенных инерционных звеньев первого порядка $L_{\text{нс}}(\omega)$ строим на основании **правила** построения ЛАЧХ одного инерционного звена первого порядка (с. 168-169 [1]) и с учетом того, что

$$L_{\text{нс}}(\omega) = L_{\text{у}}(\omega) + L_{\text{и}}(\omega) + L_{\text{о}}(\omega), \quad (\text{П.3.47})$$

где $L_{\text{у}}(\omega)$, $L_{\text{и}}(\omega)$, $L_{\text{о}}(\omega)$ – ЛАЧХ соответственно управляющего устройства, исполнительного устройства и объекта управления.

Выполним вспомогательные вычисления по построению ЛАЧХ для одного из вариантов задания: $20\lg k_{\text{рк}} \approx 18$ дБ; $\omega_{\text{с1}} \approx 0,83$ с⁻¹; $\omega_{\text{с2}} \approx 1,69$ с⁻¹; $\omega_{\text{с3}} \approx 4$ с⁻¹; $\lg \omega_{\text{с1}} \approx -0,08$; $\lg \omega_{\text{с2}} \approx 0,22$; $\lg \omega_{\text{с3}} \approx 0,6$.

Запишем формулу для построения ФЧХ системы

$$\varphi_{\text{нс}}(\omega) = \arg W_{\text{рк}}(j\omega) = -\arctg T_{\text{у}}\omega - \arctg T_{\text{и}}\omega - \arctg T_{\text{о}}\omega \quad (\text{П.3.48})$$

и для вышеприведенного варианта задания составим таблицу изменения $\varphi_{\text{нс}}(\omega)$ при вариации частоты ω от нуля до ∞ .

Таблица П.3.4

Фазовая частотная характеристика разомкнутого контура

ω	0,1	1	2	3	4	5
$\varphi(\omega)$, град	-11,7	-95,1	-144,1	-172,3	-190,6	-203,3

На рис. П.3.4 представлены ЛАЧХ и ФЧХ разомкнутой системы.

На основании анализа рис. П.3.4 делаем вывод, что $|\varphi_{\text{нс}}(\omega_{\text{ср}})| < 180^\circ$ и $L_{\text{нс}}(\omega_{\text{п}}) < 0$. Поэтому в соответствии с формулировкой логарифмического критерия устойчивости (с. 280 [1]) рассматриваемая замкнутая система устойчива.[‡]

Построим приближенную ЛАЧХ (рис. П.3.4) для **астатического** варианта системы, представленной на рис. В.2.

Запишем передаточную функцию этой системы

$$\begin{aligned} W_{\text{нс}}(p) &= W_{\text{п}}(p)W_{\text{уз}}(p)W_{\text{у}}(p)W_{\text{и}}(p)W_{\text{о}}(p) = \\ &= \frac{k_{\text{рк}}}{p(T_{\text{уз}}p + 1)(T_{\text{у}}p + 1)(T_{\text{о}}p + 1)}, \end{aligned} \quad (\text{П.3.49})$$

где $k_{\text{рк}} = k_{\text{п}}k_{\text{уз}}k_{\text{у}}k_{\text{и}}k_{\text{о}}$ – передаточный коэффициент разомкнутого контура.

Произведем необходимые вспомогательные операции для построения ЛАЧХ, для чего найдем значения $20\lg k_{\text{рк}}$, значения сопрягающих частот и их логарифмов в порядке возрастания, например, $\omega_{\text{с1}} = 1/T_{\text{о}}$, $\omega_{\text{с2}} = 1/T_{\text{у}}$, $\omega_{\text{с3}} = 1/T_{\text{уз}}$, $\lg \omega_{\text{сi}}$. ЛАЧХ трех последовательно соединенных инерционных звеньев первого порядка и идеального интегрирующего звена $L_{\text{нс}}(\omega)$ строим на основании **правил** построения ЛАЧХ инерционного звена первого порядка и интегрирующего звена (с. 168-169, 185 [1]) и с учетом того, что

$$L_{\text{нс}}(\omega) = L_{\text{уз}}(\omega) + L_{\text{у}}(\omega) + L_{\text{и}}(\omega) + L_{\text{о}}(\omega), \quad (\text{П.3.50})$$

где $L_{\text{уз}}(\omega)$, $L_{\text{у}}(\omega)$, $L_{\text{и}}(\omega)$, $L_{\text{о}}(\omega)$ – ЛАЧХ соответственно усилительного элемента, управляющего устройства, исполнительного устройства и объекта управления.

[‡] При оформлении курсовой работы следует привести полную формулировку критерия устойчивости.

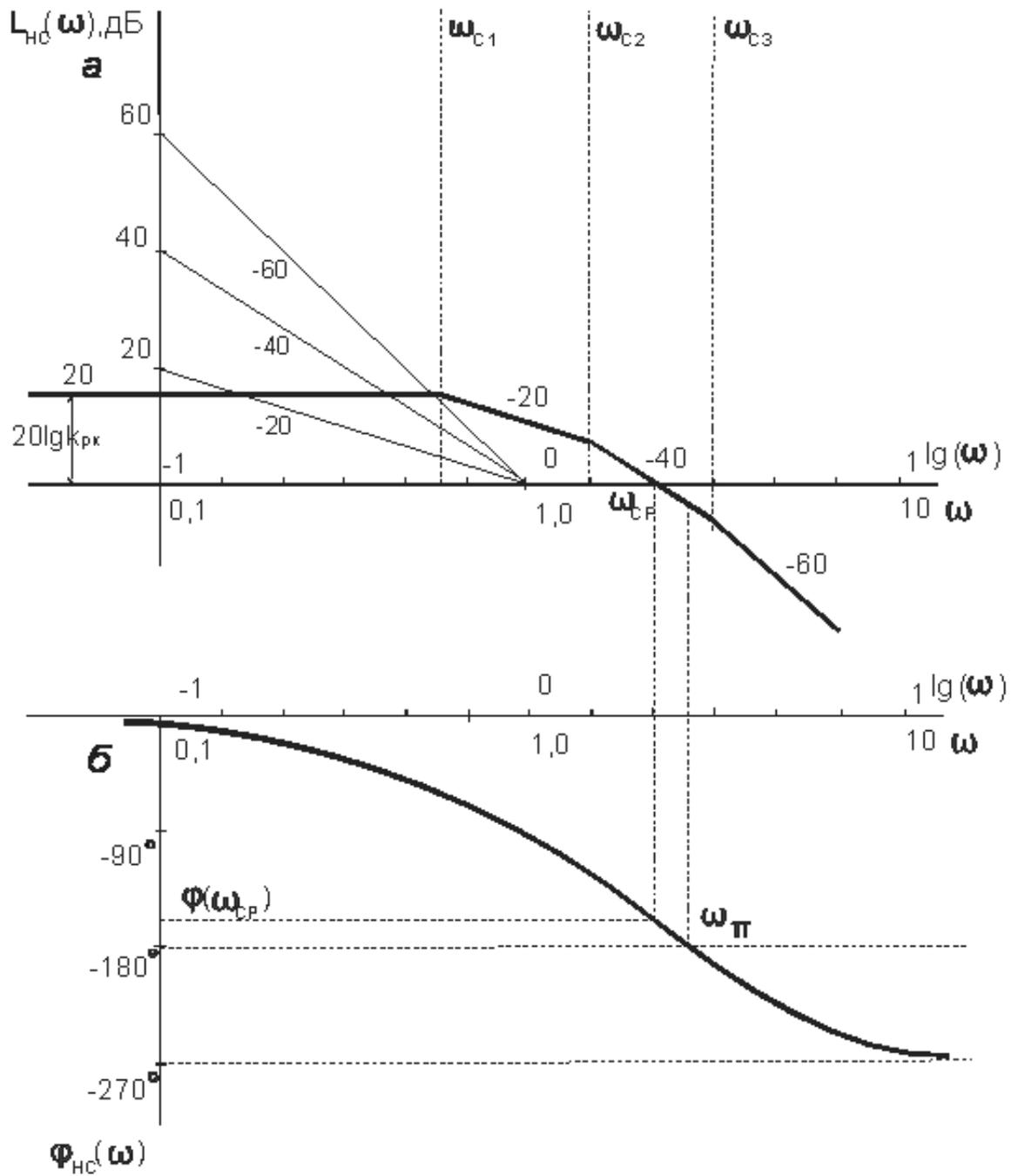


Рис. П.3.4. Логарифмические частотные характеристики разомкнутого контура нескорректированной статической системы:
а - ЛАЧХ, *б* - ФЧХ

При построении ЛАЧХ системы с астатизмом первого порядка сначала на частоте $\omega = 1 \text{ с}^{-1}$ откладывают $20 \lg k_{\text{рк}}$, затем через эту точку проводят прямую с наклоном -20 дБ/декаду и изламывают ее на соответствующих сопрягающих частотах. Возможен другой способ построения: на оси частот откладывают частоту $\omega = k_{\text{рк}}$, через эту точку проводят прямую с наклоном -20 дБ/декаду и изламывают ее на сопрягающих частотах.

При построении ЛАЧХ системы с астатизмом второго порядка на оси частот откладывают частоту $\omega = +\sqrt{k_{\text{рк}}}$, через эту точку проводят прямую с наклоном -40 дБ/декаду и изламывают её на сопрягающих частотах.

Выполним вспомогательные вычисления по построения ЛАЧХ астатической системы для одного из вариантов задания: $20 \lg k_{\text{рк}} \approx 25$ дБ; $\omega_{\text{с1}} \approx 0,83 \text{ с}^{-1}$; $\omega_{\text{с2}} \approx 1,67 \text{ с}^{-1}$; $\omega_{\text{с3}} \approx 4 \text{ с}^{-1}$; $\lg \omega_{\text{с1}} \approx -0,08$; $\lg \omega_{\text{с2}} \approx 0,22$; $\lg \omega_{\text{с3}} \approx 0,6$.

Запишем формулу для построения ФЧХ системы

$$\varphi_{\text{нс}}(\omega) = -90^\circ - \arctg(T_0\omega) - \arctg(T_y\omega) - \arctg(T_{y3}\omega) \quad (\text{П.3.51})$$

и для вышеприведенного варианта задания составим таблицу изменения $\varphi_{\text{нс}}(\omega)$ при вариации частоты ω от нуля до ∞ .

Таблица П.3.5

Фазовая частотная характеристика разомкнутого контура

ω	0,1	0,5	1	2
$\varphi(\omega)$, град	-101,7	-144,8	-185,1	-234,1

На рис. П.3.5 представлены ЛАЧХ и ФЧХ разомкнутой системы.

На основании анализа рис. П.3.5 делаем вывод, что $|\varphi_{\text{нс}}(\omega_{\text{ср}})| > 180^\circ$ и $L_{\text{нс}}(\omega_{\text{п}}) > 0$. Поэтому в соответствии с формулировкой логарифмического критерия устойчивости (с. 280 [1]) рассматриваемая замкнутая система неустойчива.

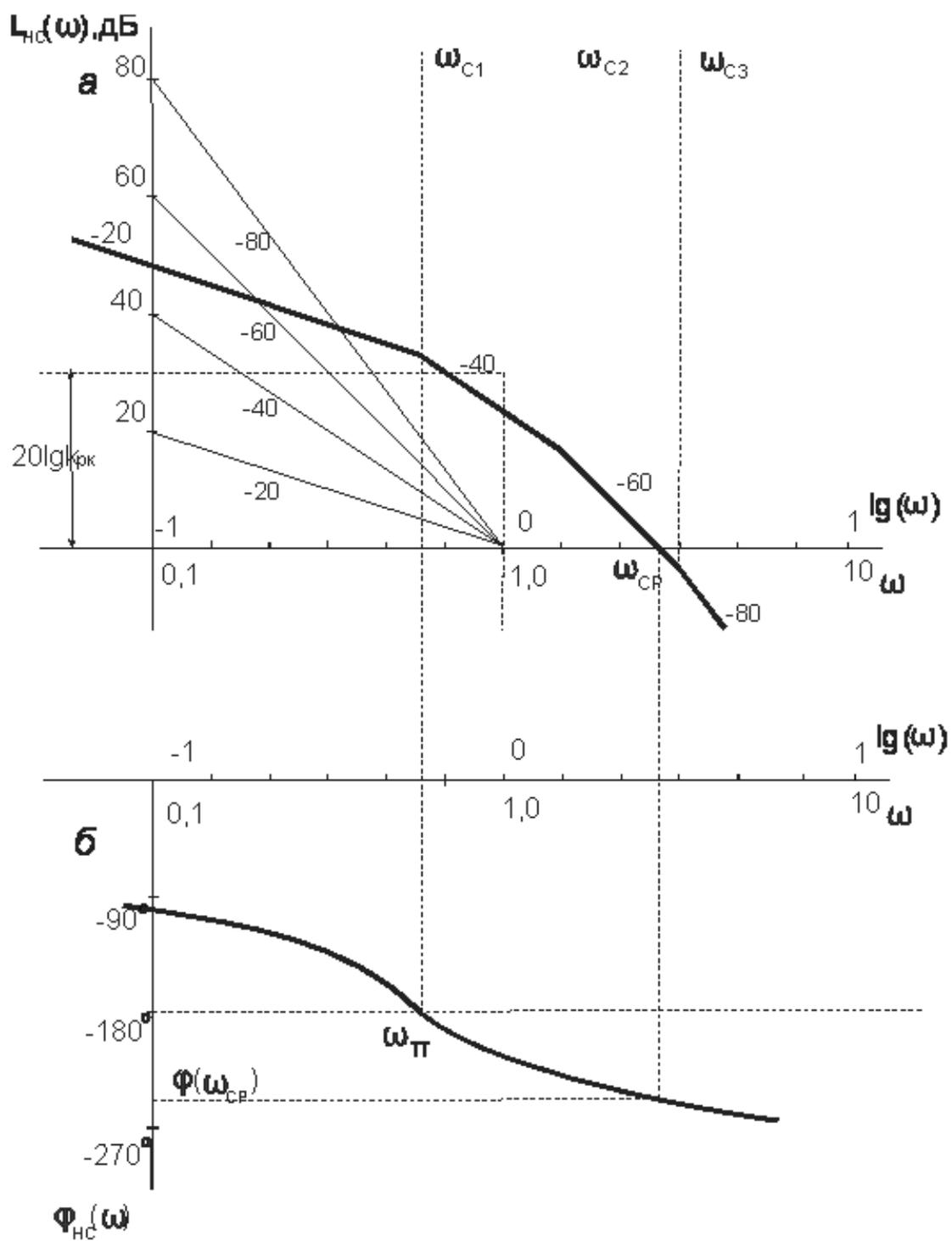


Рис. П.3.5. Логарифмические частотные характеристики разомкнутого контура нескорректированной астатической системы:
а – ЛАЧХ; *б* – ФЧХ

П.3.3. Расчет корректирующего устройства

П.3.3.1. Расчет последовательного корректирующего устройства

Рассчитаем последовательное корректирующее устройство для статического варианта системы управления, представленной на рис. В.1.

Решение задачи коррекции осуществляем для одного из вариантов задания в соответствии с методикой, изложенной на с. 392-396 [1], и в соответствии с последовательностью, изложенной в разд. 3.3.1 данного пособия.

Произведем вспомогательные вычисления, необходимые для построения ЛАЧХ нескорректированной системы $L_{нс}(\omega)$, описываемой передаточной функцией (П.3.46)

$$\begin{aligned}20 \lg k_{pk} &= 20 \lg 20 = 26 \text{ дБ;} \\ \omega_{c1} &= \frac{1}{T_o} = \frac{1}{1,2} \approx 0,83 \text{ с}^{-1}; \quad \lg \omega_{c1} \approx -0,08; \\ \omega_{c2} &= \frac{1}{T_y} = \frac{1}{0,6} \approx 1,67 \text{ с}^{-1}; \quad \lg \omega_{c2} \approx 0,22; \\ \omega_{c3} &= \frac{1}{T_{и}} = \frac{1}{0,25} = 4 \text{ с}^{-1}; \quad \lg \omega_{c3} \approx 0,6.\end{aligned} \tag{П.3.52}$$

ЛАЧХ нескорректированной (исходной) системы $L_{нс}(\omega)$ представлена на рис. П.3.6.

Построим ЛАЧХ скорректированной (желаемой) системы $L_{ск}(\omega)$ по заданным показателям качества замкнутой системы в переходном режиме ($\sigma, t_{п}, M$), предварительно рассчитав параметры среднечастотного участка ЛАЧХ желаемой системы в соответствии с формулами (3.10):

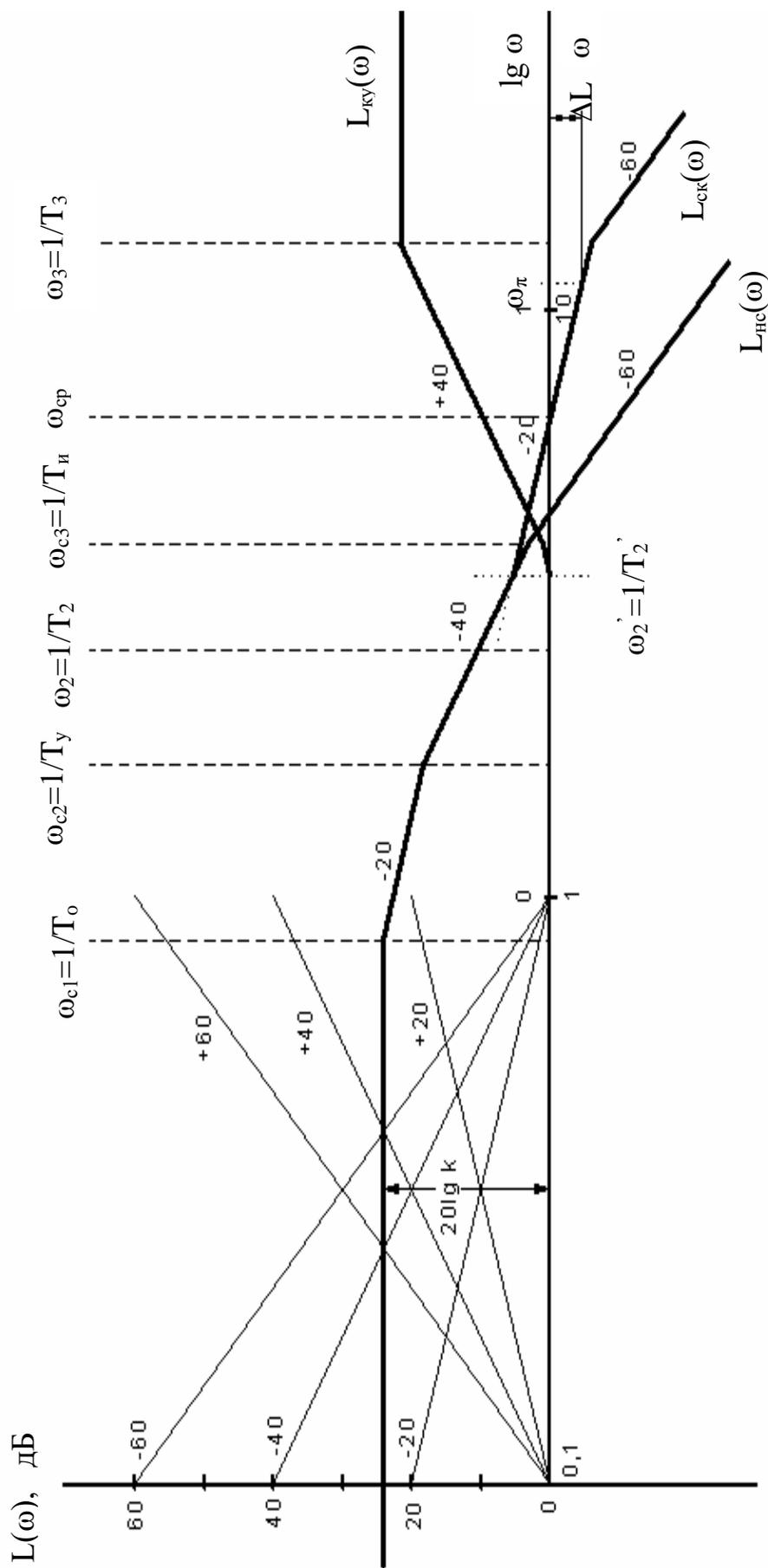


Рис. П.3.6. К расчёту последовательного корректирующего устройства

$$\begin{aligned}\omega_{\text{ср}} &= \frac{0,12\pi\sigma}{t_{\Pi}} = \frac{0,12\pi 30}{1,5} \approx 7,54 \text{ с}^{-1}; \lg \omega_{\text{ср}} \approx 0,88; \\ \omega_2 &= \frac{M-1}{M} \omega_{\text{ср}} = \frac{1,5-1}{1,5} 7,54 \approx 2,51 \text{ с}^{-1}; \lg \omega_2 \approx 0,39; \\ \omega_3 &= \frac{M+1}{M} \omega_{\text{ср}} = \frac{1,5+1}{1,5} 7,54 = 12,57 \text{ с}^{-1}; \lg \omega_3 \approx 1,1.\end{aligned}\quad (\text{П.3.53})$$

При построении ЛАЧХ скорректированной системы и ориентировании ее относительно ЛАЧХ нескорректированной системы рекомендуется при необходимости воспользоваться следующими рекомендациями:

1. Если среднечастотный участок ЛАЧХ желаемой системы не доходит до ЛАЧХ исходной системы, то его (участок) следует продолжить до встречи с ЛАЧХ исходной системы, при этом с графика следует снять новое численное значение частоты ω_2 .

2. Если среднечастотный участок ЛАЧХ желаемой системы пересекает ЛАЧХ исходной системы, то его (участок) следует «обрезать» до встречи с ЛАЧХ исходной системы, при этом с графика следует снять новое численное значение частоты ω_2 .

3. Если среднечастотный участок ЛАЧХ желаемой системы проходит выше ЛАЧХ исходной системы, то последнюю надо приподнять до пересечения или сопряжения с ЛАЧХ желаемой системы, при этом с графика следует снять новое, большее значение передаточного коэффициента разомкнутого контура $k_{\text{рк}}$ и новое численное значение частоты ω_2 .

4. Разрешается при необходимости изменять частоту среза $\omega_{\text{ср}}$ на $\pm 10\%$ от расчетного значения с одновременным пересчетом значений частот ω_2 и ω_3 .

5. Если частоты среза ЛАЧХ желаемой и исходной систем расположены близко друг от друга, то следует обратиться к преподавателю для корректировки заданных показателей качества в переходном режиме (σ и t_{Π}).

ЛАЧХ скорректированной (желаемой) системы $L_{ск}(\omega)$ приведена на рис. П.3.6. Для рассматриваемого варианта задания среднечастотный участок ЛАЧХ исходной системы пересёк ЛАЧХ исходной системы и, вследствие этого, был «обрезан» до встречи с ЛАЧХ исходной системы.

Вычтем из ЛАЧХ скорректированной системы ЛАЧХ нескорректированной системы и получим ЛАЧХ последовательного корректирующего устройства (см. рис. П.3.6.):

$$L_{ку}(\omega) = L_{ск}(\omega) - L_{нс}(\omega). \quad (\text{П.3.54})$$

По виду ЛАЧХ корректирующего устройства выбираем его принципиальную схему. Так как ЛАЧХ корректирующего устройства с увеличением частоты ω имеет тенденцию к увеличению амплитуды до частоты ω_3 , то для его технической реализации выбираем две последовательно включённые интегро-дифференцирующие rC -цепи с преобладанием дифференцирования, разделённые усилителем (рис. П.3.7).

Запишем передаточную функцию корректирующего устройства

$$W_{ку}(p) = \left(k_1 \frac{T'_2 p + 1}{T_3 p + 1} \right) \cdot k_{доп} \cdot \left(k_2 \frac{T_{и} p + 1}{T_3 p + 1} \right), \quad (\text{П.3.55})$$

где $T'_2 = 1/\omega'_2 = 1/3,21 \approx 0,31$ с (значение частоты ω'_2 снимаем с ЛАЧХ); $T_3 = 1/\omega_3 = 1/12,57 \approx 0,08$ с.

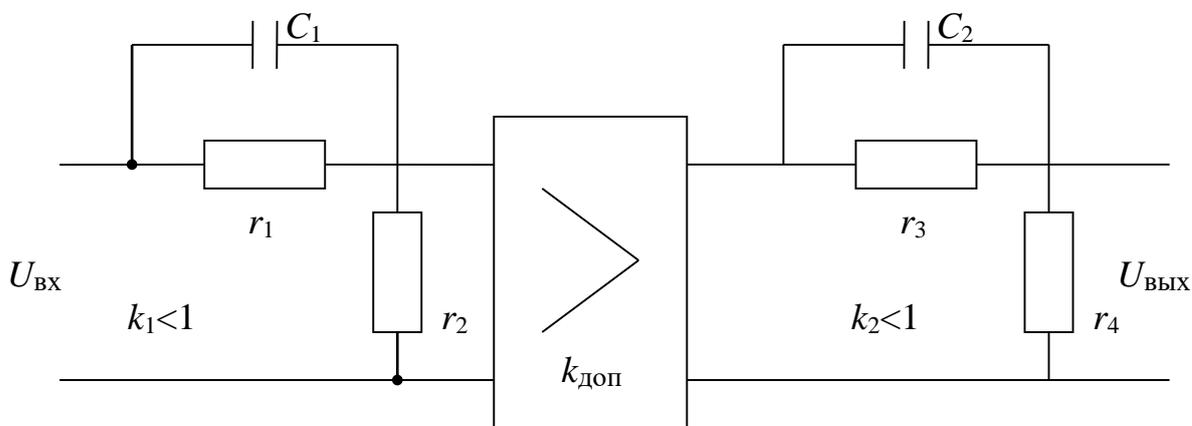


Рис. П.3.7. Принципиальная схема последовательного

корректирующего устройства

Примечание. Усилитель в схеме (рис. П.3.7) выполняет роль усиления сигнала и разделения цепей.

Для того, чтобы передаточный коэффициент системы $k_{рк}$ не изменился, передаточный коэффициент корректирующего устройства должен быть равен единице. Для этого надо выполнить условие $k_{доп} = 1/k_1k_2$.

Рассчитаем передаточные коэффициенты k_1 , k_2 , $k_{доп}$ корректирующего устройства:

$$T_3 = k_1 T'_2; \quad 0,08 = k_1 \cdot 0,31 \rightarrow k_1 \approx 0,26;$$

$$T_3 = k_2 T_{и}; \quad 0,08 = k_2 \cdot 0,25 \rightarrow k_2 \approx 0,32;$$

(П.3.56)

$$k_{доп} = \frac{1}{k_1 k_2} = \frac{1}{0,26 \cdot 0,32} \approx 12,02.$$

Для расчёта параметров элементов корректирующего устройства зададим численные значения следующим параметрам: для первой цепи $r_1 = 1$ МОм, для второй цепи $r_3 = 1$ МОм. Рассчитаем остальные параметры по формулам:

- для первой цепи

$$T'_2 = r_1 C_1, \quad k_1 = \frac{r_2}{r_1 + r_2}; \quad (П.3.57)$$

- для второй цепи

$$T_{и} = r_3 C_2, \quad k_2 = \frac{r_4}{r_3 + r_4}. \quad (П.3.58)$$

С учётом формул (П.3.57) и (П.3.58) получим $C_1 = 0,31$ мкФ; $r_2 \approx 0,35$ МОм; $C_2 = 0,25$ мкФ; $r_4 \approx 0,47$ МОм.

Запишем передаточную функцию разомкнутой скорректированной системы, учитывая, что $k_1 k_{доп} k_2 = 1$

$$\begin{aligned}
W_{\text{ск}}(p) &= W_{\text{кы}}(p)W_{\text{нс}}(p) = \frac{(T_2'p+1)(T_{\text{и}}p+1)}{(T_3p+1)^2} \cdot \frac{k_{\text{рк}}}{(T_yp+1)(T_{\text{и}}p+1)(T_0p+1)} = \\
&= \frac{k_{\text{рк}}(T_2'p+1)}{(T_yp+1)(T_0p+1)(T_3p+1)^2}. \quad (\text{П.3.59})
\end{aligned}$$

Вычислим фазовый сдвиг скорректированной системы на частоте среза $\omega_{\text{ср}}$ (см. формулу (3.11))

$$\begin{aligned}
\varphi(\omega_{\text{ср}}) &= \arg W_{\text{ск}}(j\omega) \Big|_{\omega = \omega_{\text{ср}}} = \\
&= \arctg(\omega_{\text{ср}}T_2') - \arctg(\omega_{\text{ср}}T_y) - \arctg(\omega_{\text{ср}}T_0) - 2\arctg(\omega_{\text{ср}}T_3) = \\
&= \arctg(7,54 \cdot 0,31) - \arctg(7,54 \cdot 0,6) - \arctg(7,54 \cdot 1,2) - 2\arctg(7,54 \cdot 0,08) = \\
&= \arctg 2,34 - \arctg 4,52 - \arctg 9,05 - 2\arctg 0,6 = \\
&= 66,86^\circ - 77,55^\circ - 83,69^\circ - 61,92^\circ \approx -156,3^\circ. \quad (\text{П.3.60})
\end{aligned}$$

Вычислим запас по фазе $\Delta\varphi$ замкнутой скорректированной системы, применив формулу (3.12)

$$\Delta\varphi = 180^\circ - |\varphi(\omega_{\text{ср}})| = 180^\circ - 156,3^\circ = 23,7^\circ. \quad (\text{П.3.61})$$

Для определения запаса устойчивости замкнутой системы по амплитуде ΔL следует сначала найти частоту ω_π , при которой фазовый сдвиг системы будет равен $-(180 \pm 1)^\circ$ (см. формулу (3.13)),

$$\begin{aligned}
\varphi(\omega_\pi) &= \arg W_{\text{ск}}(j\omega) \Big|_{\omega = \omega_\pi} = \\
&= \arctg(\omega_\pi T_2') - \arctg(\omega_\pi T_y) - \arctg(\omega_\pi T_0) - 2\arctg(\omega_\pi T_3) = \\
&= -180^\circ (\pm 1^\circ). \quad (\text{П.3.62})
\end{aligned}$$

Частоту ω_π из выражения (П.3.62) находим подбором, учитывая, что $\omega_\pi > \omega_{\text{ср}}$. Найденное таким образом численное значение частоты $\omega_\pi \approx 11,8 \text{ с}^{-1}$. Отложив вычисленное значение частоты ω_π на графике

ЛАЧХ скорректированной системы $L_{ск}(\omega)$, найдём запас устойчивости замкнутой скорректированной системы по амплитуде $\Delta L \approx 3,75$ дБ.

П.3.3.2. Расчёт встречно-параллельного корректирующего устройства

Рассчитаем встречно-параллельное корректирующее устройство для **астатического** варианта системы управления, представленной на рис. В.2.

Решение задачи коррекции осуществляем для одного из вариантов задания в соответствии с методикой, изложенной на с. 392-396 [1], и в соответствии с последовательностью, изложенной в разд. 3.3.2 данного пособия.

Запишем передаточную функцию звеньев $W_{но}(p)$, не охваченных внутренней корректирующей обратной связью,

$$W_{но}(p) = W_{п}(p)W_{юз}(p)W_{и}(p)W_{о}(p) = \frac{k_{рк}}{p(T_{юз}p + 1)(T_{о}p + 1)}. \quad (\text{П.3.63})$$

Произведём вспомогательные вычисления, необходимые для построения ЛАЧХ звеньев, не охваченных внутренней обратной связью,

$$20 \lg k_{рк} = 20 \lg 20 \approx 26 \text{ дБ};$$

$$\omega_{с1} = \frac{1}{T_{о}} = \frac{1}{0,6} \approx 1,67 \text{ с}^{-1}; \quad \lg \omega_{с1} \approx 0,22; \quad (\text{П.3.64})$$

$$\omega_{с2} = \frac{1}{T_{юз}} = \frac{1}{0,25} = 4 \text{ с}^{-1}; \quad \lg \omega_{с2} \approx 0,6.$$

ЛАЧХ звеньев, не охваченных внутренней обратной связью $L_{но}(\omega)$, представлена на рис. П.3.8.

Построим ЛАЧХ скорректированной (желаемой) системы $L_{ск}(\omega)$ по заданным показателям качества замкнутой системы в переходном режиме (σ , $t_{п}$, M), предварительно рассчитав параметры

среднечастотного участка ЛАЧХ желаемой системы в соответствии с формулами (3.10):

$$\begin{aligned}\omega_{\text{cp}} &= \frac{0,12\pi\sigma}{t_{\text{п}}} = \frac{0,12\pi \cdot 40}{0,75} \approx 20 \text{ c}^{-1}; \lg \omega_{\text{cp}} \approx 1,3; \\ \omega_2 &= \frac{M-1}{M} \omega_{\text{cp}} = \frac{1,5-1}{1,5} \cdot 20 \approx 6,67 \text{ c}^{-1}; \lg \omega_2 \approx 0,82; \\ \omega_3 &= \frac{M+1}{M} \omega_{\text{cp}} = \frac{1,5+1}{1,5} \cdot 20 \approx 33,3 \text{ c}^{-1}; \lg \omega_3 \approx 1,52.\end{aligned}\tag{П.3.65}$$

При построении ЛАЧХ желаемой системы следует воспользоваться рекомендациями, приведёнными в разделе П.3.3.1.

ЛАЧХ скорректированной (желаемой) системы $L_{\text{ск}}(\omega)$ приведена на рис. П.3.8. Среднечастотный участок ЛАЧХ желаемой системы не дошёл до ЛАЧХ исходной системы и поэтому прямую с наклоном -20 дБ/декаду продлили от частоты ω_2 до частоты $\omega_{\text{с1}}$.

Вычтем из ЛАЧХ звеньев, не охваченных внутренней обратной связью, ЛАЧХ скорректированной системы и получим ЛАЧХ звена обратной связи $L_{\text{ос}}(\omega)$

$$L_{\text{ос}}(\omega) = L_{\text{но}}(\omega) - L_{\text{ск}}(\omega).\tag{П.3.66}$$

По виду ЛАЧХ звена обратной связи выбираем его принципиальную схему. Так как ЛАЧХ корректирующего устройства с увеличением частоты ω имеет тенденцию к уменьшению амплитуды до частоты ω_3 , то для его технической реализации выбираем две последовательно включённые пассивные интегро-дифференцирующие rC -цепи с преобладанием интегрирования, разделённые усилителем (рис. П.3.9).

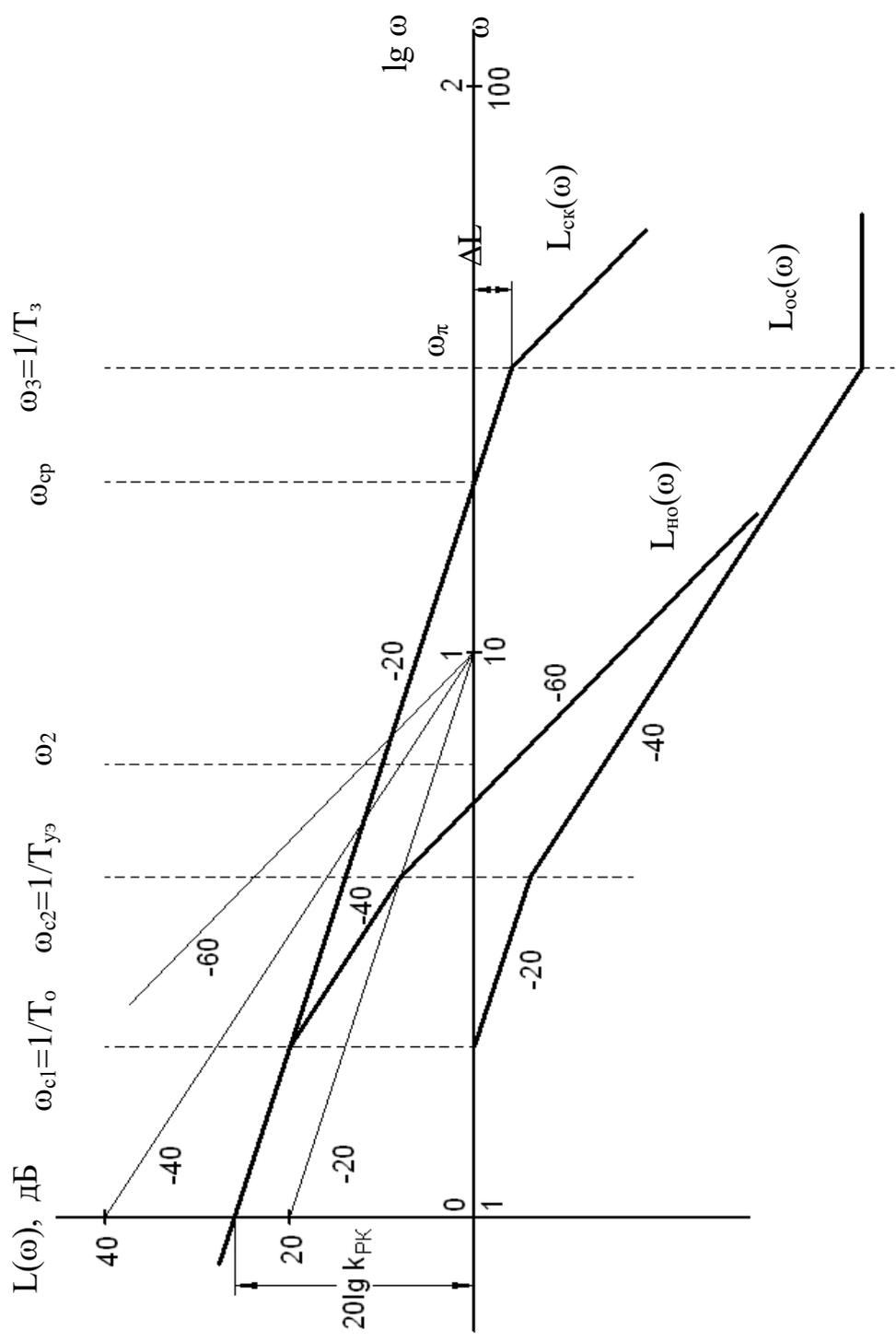
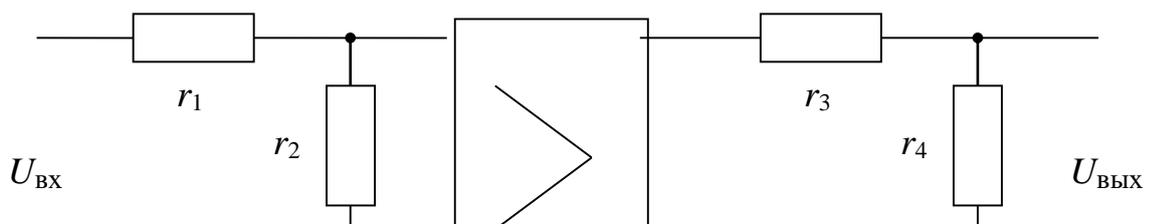


Рис. П.3.8. К расчёту встречно-параллельного корректирующего устройства

Рис. П.3.9. Принципиальная схема встречно-параллельного корректирующего устройства

Примечание. Усилитель в данной схеме выполняет роль разделения цепей.

Запишем передаточную функцию звена внутренней обратной связи

$$W_{oc}(p) = \frac{(T_3 p + 1)^2}{(T_o p + 1)(T_{y3} p + 1)}, \quad (\text{П.3.67})$$

где $T_3 = 1/\omega_3 = 1/33,3 \approx 0,03$ с.

Для расчёта параметров элементов корректирующего устройства зададим численные значения следующим параметрам: для первой цепи $r_2 = 1$ МОм, для второй цепи $r_4 = 1$ МОм. Рассчитаем остальные параметры по формулам:

- для первой цепи

$$T_3 = r_2 C_1; \quad T_o = (r_1 + r_2) C_1; \quad (\text{П.3.68})$$

- для второй цепи

$$T_3 = r_4 C_2; \quad T_{y3} = (r_3 + r_4) C_2. \quad (\text{П.3.69})$$

С учётом формул (П.3.68) и (П.3.69) получим: $C_1 = 0,03$ мкФ; $r_1 = 19$ МОм; $C_2 = 0,03$ мкФ; $r_3 = 7,33$ МОм.

Запишем передаточную функцию разомкнутой скорректированной системы

$$\begin{aligned}
 W_{\text{ск}}(p) &= \frac{W_{\text{но}}(p)}{W_{\text{ос}}(p)} = \frac{k_{\text{рк}}}{p(T_{\text{уз}}p + 1)(T_{\text{о}}p + 1)} \cdot \frac{(T_{\text{о}}p + 1)(T_{\text{уз}}p + 1)}{(T_{\text{з}}p + 1)^2} = \\
 &= \frac{k_{\text{рк}}}{p(T_{\text{з}}p + 1)^2}. \quad (\text{П.3.70})
 \end{aligned}$$

Вычислим фазовый сдвиг скорректированной системы на частоте среза $\omega_{\text{ср}}$ (см. формулу (3.11))

$$\begin{aligned}
 \varphi(\omega_{\text{ср}}) &= \arg W_{\text{ск}}(j\omega) \Big|_{\omega = \omega_{\text{ср}}} = \\
 &= -90^\circ - 2 \operatorname{arctg}(\omega_{\text{ср}} T_3) = -90^\circ - 2 \operatorname{arctg}(20 \cdot 0,03) = \quad (\text{П.3.71}) \\
 &= -90^\circ - 2 \operatorname{arctg} 0,6 = -90^\circ - 61,9^\circ = -151,9^\circ.
 \end{aligned}$$

Вычислим запас по фазе $\Delta\varphi$ замкнутой скорректированной системы по формуле (3.12)

$$\Delta\varphi = 180^\circ - |\varphi(\omega_{\text{ср}})| = 180^\circ - 151,9^\circ = 28,1^\circ. \quad (\text{П.3.72})$$

Для определения запаса устойчивости замкнутой системы по амплитуде ΔL следует сначала найти частоту ω_π , при которой фазовый сдвиг системы будет равен $-(180 \pm 1)^\circ$ (см. формулу (3.13)),

$$\begin{aligned}
 \varphi(\omega_\pi) &= \arg W_{\text{ск}}(j\omega) \Big|_{\omega = \omega_\pi} = \\
 &= -90^\circ - 2 \operatorname{arctg}(\omega_\pi T_3) = -180^\circ (\pm 1^\circ). \quad (\text{П.3.73})
 \end{aligned}$$

Частоту ω_π из выражения (П.3.73) находим подбором, учитывая, что $\omega_\pi > \omega_{\text{ср}}$. Найденное таким образом численное значение частоты $\omega_\pi \approx 33,3 \text{ с}^{-1}$. Отложив вычисленное значение частоты ω_π на графике ЛАЧХ скорректированной системы $L_{\text{ск}}(\omega)$, найдём запас устойчивости замкнутой скорректированной системы по амплитуде $\Delta L \approx 4 \text{ дБ}$.

П.3.4. Построение области устойчивости

скорректированной системы

П.3.4.1. Построение области устойчивости в плоскости одного параметра

Исходным выражением для построения является характеристическое уравнение замкнутого контура **скорректированной** системы (см. формулу (3.14)).

Построим область устойчивости в плоскости параметра $k_{\text{и}}$ для **астатического** варианта системы, представленной на рис. В.1 или рис. В.2. Запишем характеристическое уравнение для одной из возможных передаточных функций скорректированной системы

$$1 + \frac{k_{\text{рк}}(T_2 p + 1)}{p(T_0 p + 1)(T_3 p + 1)^2} = 0. \quad (\text{П.3.74})$$

Преобразуем выражение (П.3.74) и сгруппируем подобные члены

$$\begin{aligned} p(T_0 p + 1)(T_3 p + 1)^2 + k_{\text{рк}}(T_2 p + 1) &= \\ = T_0 T_3^2 p^4 + (2T_3 T_0 + T_3^2) p^3 + (T_0 + 2T_3) p^2 + p + k_{\text{рк}}(T_2 p + 1) &= 0. \end{aligned} \quad (\text{П.3.75})$$

Решим уравнение (П.3.75) относительно $k_{\text{рк}}$ и подставим в него численные значения постоянных времени для одного из вариантов задания

$$\begin{aligned} k_{\text{рк}} &= -\frac{T_0 T_3^2 p^4 + (2T_3 T_0 + T_3^2) p^3 + (T_0 + 2T_3) p^2 + p}{T_2 p + 1} = \\ &= -\frac{0,27 p^4 + 1,64 p^3 + 2,82 p^2 + p}{1,89 p + 1}. \end{aligned} \quad (\text{П.3.76})$$

Произведём в уравнении (П.3.76) подстановку $p=j\omega$ и выделим действительную $P(\omega)$ и мнимую $Q(\omega)$ составляющие характеристического уравнения, умножив для этого числитель и знаменатель на выражение, сопряжённое знаменателю

$$k_{pk} = -\frac{0,27(j\omega)^4 + 1,64(j\omega)^3 + 2,82(j\omega)^2 + j\omega}{1 + 1,89j\omega} =$$

$$= \frac{\left[(-0,27\omega^4 + 2,8\omega^2) + j(1,64\omega^3 - \omega)\right](1 - j1,89\omega)}{(1 + j1,89\omega)(1 - j1,89\omega)}. \quad (\text{П.3.77})$$

Так как по заданию область устойчивости надо построить в плоскости параметра $k_{и}$, а $k_{и}$ для рассматриваемого примера равно $k_{pk}/2$ ($k_{п}k_{у}k_{о} = 2$), то после преобразования выражения (П.3.77) запишем его относительно $k_{и}$,

$$k_{и} = \frac{k_{pk}}{2} = \underbrace{\frac{2,83\omega^4 + 0,93\omega^2}{2(1 + 3,57\omega^2)}}_{P(\omega)} + j \underbrace{\frac{0,51\omega^5 - 3,69\omega^3 - \omega}{2(1 + 3,57\omega^2)}}_{Q(\omega)}. \quad (\text{П.3.78})$$

Вычислим $P(\omega)$ и $Q(\omega)$ при изменении частоты ω от нуля до ∞ и результат сведём в табл. П.3.6.

Таблица П.3.6

Граница области устойчивости системы в плоскости параметра $k_{и}$

ω	0	0,5	1	1,5	2	2,5	2,74	3
$P(\omega)$	0	0,11	0,41	0,91	1,6	2,5	2,99	3,59
$Q(\omega)$	0	-0,25	-0,46	-0,56	-0,5	-0,22	0	0,32

На рис. П.3.10 представлена область устойчивости, построенная по данным табл. П.3.6. Так как действительная составляющая $P(\omega)$ всегда чётная функция частоты, а мнимая составляющая $Q(\omega)$ – нечётная функция, то кривая D -разбиения всегда симметрична относительно действительной оси $P(\omega)$.

Поэтому при построении кривой находим лишь одну ветвь, соответствующую положительным значениям ω , а вторую ветвь наносим как зеркальное отражение первой. Штриховку кривой наносят слева при движении вдоль кривой от $-\infty$ до $+\infty$.

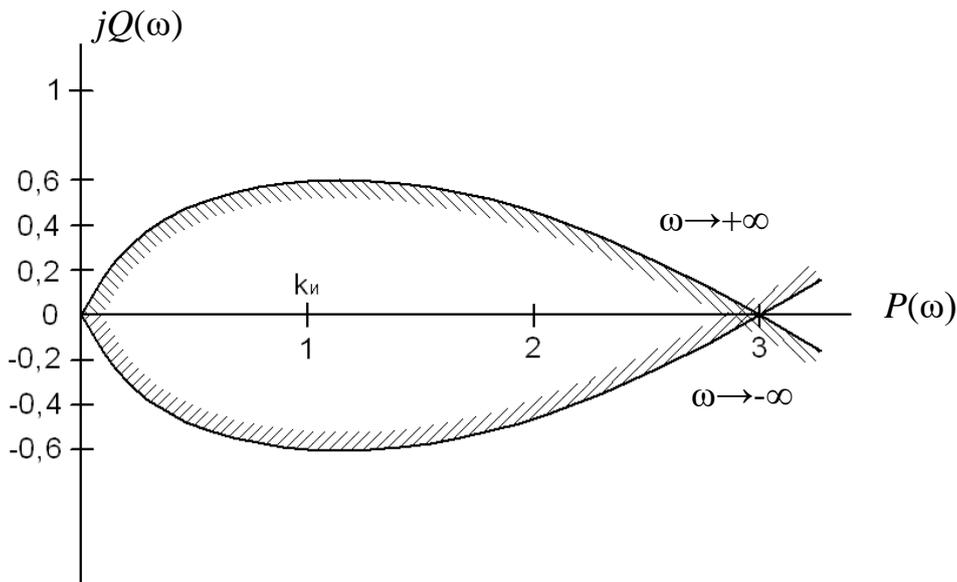


Рис. П.3.10. Область устойчивости скорректированной системы в плоскости параметра $k_{и}$

По рис. П.3.10 определяем допустимый диапазон изменения параметра $k_{и}$: $0 < k_{и} < 2,99$. Заданное в рассматриваемом варианте численное значение $k_{и} = 1$ принадлежит области устойчивости.

Методика построения области устойчивости по одному параметру для **статического** варианта системы такая же, как и для астатического варианта. Разница лишь в том, что начало кривой D -разбиения при частоте $\omega = 0$ будет находиться слева от мнимой оси и ограничение исследуемого параметра слева будет равно не нулю, а конкретному числу, например; $-1 < k_{рк} < 10$.

П.3.4.2. Построение области устойчивости в плоскости двух параметров

Исходным выражением для построения является характеристическое уравнение **замкнутого контура скорректированной системы** (см. формулу (3.14)).

Построим область устойчивости в плоскости параметров $k_{п}$ и $T_{о}$ для **статического** варианта системы, представленной на рис. В.1 или рис. В.2. Запишем характеристическое уравнение для одной из возможных передаточных функций скорректированной системы

$$1 + \frac{k_{\text{рк}}(T_2 p + 1)}{(T_y p + 1)(T_o p + 1)(T_3 p + 1)^2} = 0. \quad (\text{П.3.79})$$

Преобразуем выражение (П.3.79) и сгруппируем подобные члены

$$\begin{aligned} & (T_y p + 1)(T_o p + 1)(T_3 p + 1)^2 + k_{\text{рк}}(T_2 p + 1) = \\ & = T_3^2 T_y T_o p^4 + [T_3^2(T_y + T_o) + 2T_3 T_y T_o] p^3 + [T_3^2 + 2T_3(T_y + T_o) + T_o T_y] p^2 + \\ & + (2T_3 + T_y + T_o + k_{\text{рк}} T_2) p + 1 + k_{\text{рк}} = 0. \end{aligned} \quad (\text{П.3.80})$$

Произведём в уравнении (П.3.76) подстановку $p=j\omega$ и получим тождество

$$\begin{aligned} & T_3^2 T_y T_o \omega^4 - j [T_3^2(T_y + T_o) + 2T_3 T_y T_o] \omega^3 - [T_3^2 + 2T_3(T_y + T_o) + T_y T_o] \omega^2 + \\ & + j(2T_3 + T_y + T_o + k_{\text{рк}} T_2) \omega + 1 + k_{\text{рк}} = 0. \end{aligned} \quad (\text{П.3.81})$$

В выражении (П.3.81) сгруппируем действительную и мнимую части

$$\begin{aligned} & \underbrace{\left\{ T_3^2 T_y T_o \omega^4 - [T_3^2 + 2T_3(T_y + T_o) + T_y T_o] \omega^2 + 1 + k_{\text{рк}} \right\}}_a + \\ & + j \underbrace{\left\{ (2T_3 + T_y + T_o + k_{\text{рк}} T_2) \omega - [T_3^2(T_y + T_o) + 2T_3 T_y T_o] \omega^3 \right\}}_b \equiv 0. \end{aligned} \quad (\text{П.3.82})$$

Так как комплексная величина $a+jb$ равна нулю только в том случае, если одновременно равны нулю её действительная и мнимая части, то тождество (П.3.82) эквивалентно двум уравнениям

$$\left. \begin{aligned} & T_3^2 T_y T_o \omega^4 - [T_3^2 + 2T_3(T_y + T_o) + T_y T_o] \omega^2 + 1 + k_{\text{рк}} = 0; \\ & (2T_3 + T_y + T_o + k_{\text{рк}} T_2) \omega - [T_3^2(T_y + T_o) + 2T_3 T_y T_o] \omega^3 = 0. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П.3.83})$$

Упорядочим систему уравнений (П.3.83) с учётом того, что параметр, стоящий в обоих уравнениях на первом месте, будем откладывать по оси абсцисс, а параметр, стоящий на втором месте, – по оси ординат. Для этого в обоих уравнениях сгруппируем отдельно члены, зависящие и не зависящие от параметров $k_{рк}$ и T_o ,

$$\left. \begin{aligned} k_{рк} \cdot 1 + T_o \cdot [T_3^2 T_y \omega^4 - (2T_3 + T_y) \omega^2] + [1 - (T_3^2 + 2T_3 T_y) \omega^2] &= 0; \\ k_{рк} T_2 \omega + T_o [\omega - (T_3^2 + 2T_3 T_y) \omega^3] + [(2T_3 + T_y) \omega - T_3^2 T_y \omega^3] &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П.3.84})$$

Подставим в систему уравнений (П.3.84) численные значения постоянных времени для одного из вариантов задания с учётом того, что для этого варианта $k_{рк} = 20k_{п}$,

$$\left. \begin{aligned} \overbrace{k_{п} 20}^{A_1} + T_o \left(\overbrace{0,00384\omega^4 - 0,76\omega^2}^{B_1} \right) + \left(\overbrace{-0,1024\omega^2 + 1}^{C_1} \right) &= 0; \\ \overbrace{k_{п} 6,2\omega}^{A_2} + T_o \left(\overbrace{-0,1024\omega^3 + \omega}^{B_2} \right) + \left(\overbrace{-0,00384\omega^3 + 0,76\omega}^{C_2} \right) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П.3.85})$$

Решим систему (П.3.85) методом определителей:

$$k_{п} = \frac{\Delta_1}{\Delta} = f_1(\omega); \quad (\text{П.3.86})$$

$$T_o = \frac{\Delta_2}{\Delta} = f_2(\omega), \quad (\text{П.3.87})$$

где

$$\begin{aligned} \Delta &= \begin{vmatrix} A_1(\omega) & B_1(\omega) \\ A_2(\omega) & B_2(\omega) \end{vmatrix} = A_1(\omega) \cdot B_2(\omega) - A_2(\omega) \cdot B_1(\omega) = \\ &= -0,02381\omega^5 + 2,664\omega^3 + 20\omega; \end{aligned} \quad (\text{П.3.88})$$

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} -C_1(\omega) & B_1(\omega) \\ -C_2(\omega) & B_2(\omega) \end{vmatrix} = -C_1(\omega) \cdot B_2(\omega) + C_2(\omega) \cdot B_1(\omega) =$$

$$= -0,00001\omega^7 - 0,00465\omega^5 - 0,3728\omega^3 - \omega; \quad (\text{П.3.89})$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} A_1(\omega) & -C_1(\omega) \\ A_2(\omega) & -C_2(\omega) \end{vmatrix} = -A_1(\omega) \cdot C_2(\omega) + A_2(\omega) \cdot C_1(\omega) =$$

$$= -0,55808\omega^3 - 9\omega. \quad (\text{П.3.90})$$

Подставив выражения (П.3.88)-(П.3.90) в формулы (П.3.86) и (П.3.87), получим

$$k_{\text{п}} = \frac{0,00001 \cdot \omega^6 + 0,00465 \cdot \omega^4 + 0,3728 \cdot \omega^2 + 1}{0,02381 \cdot \omega^4 - 2,664 \cdot \omega^2 - 20} = f_1(\omega); \quad (\text{П.3.91})$$

$$T_o = \frac{0,55808 \cdot \omega^2 + 9}{0,02381 \cdot \omega^4 - 2,664 \cdot \omega^2 - 20} = f_2(\omega). \quad (\text{П.3.92})$$

Вычислим значения функций $f_1(\omega)$ и $f_2(\omega)$ при изменении частоты ω от нуля до ∞ и результаты сведём в табл. П.3.7. Так как функции $f_1(\omega)$ и $f_2(\omega)$ являются чётными, то кривая D -разбиения дважды проходит через одни и те же точки (при изменении частоты ω от $-\infty$ до нуля и от нуля до $+\infty$).

На рис. П.3.11 изображена кривая D -разбиения, построенная по данным табл. П.3.7. В некоторых случаях (сложных) рекомендуется сначала отдельно построить графики функций $f_1(\omega)$ и $f_2(\omega)$, а потом свести их в совместный график. Кривую D -разбиения штрихуют по правилам, изложенным на с. 290 [1].

Граница устойчивости системы в плоскости параметров k_n и T_0

ω	k_n	T_0
0	-0,0500	-0,45000
1	-0,06084	-0,42217
2	-0,08476	-0,37101
3	-0,11271	-0,33350
4	-0,14499	-0,31717
5	-0,18660	-0,32003
6	-0,24591	-0,34206
7	-0,33853	-0,38928
8	-0,50045	-0,48098
9	-0,84231	-0,68125
10	-1,96232	-1,34178
12	2,00831	0,99174
13	1,16804	0,49240
14	0,88044	0,31777
15	0,74097	0,22965
20	0,56319	0,08525
25	0,58980	0,04698
30	0,67540	0,03031
35	0,79572	0,02135
40	0,94336	0,01592
45	1,11538	0,01235
50	1,31037	0,00988
55	1,52759	0,00809
60	1,76664	0,00675

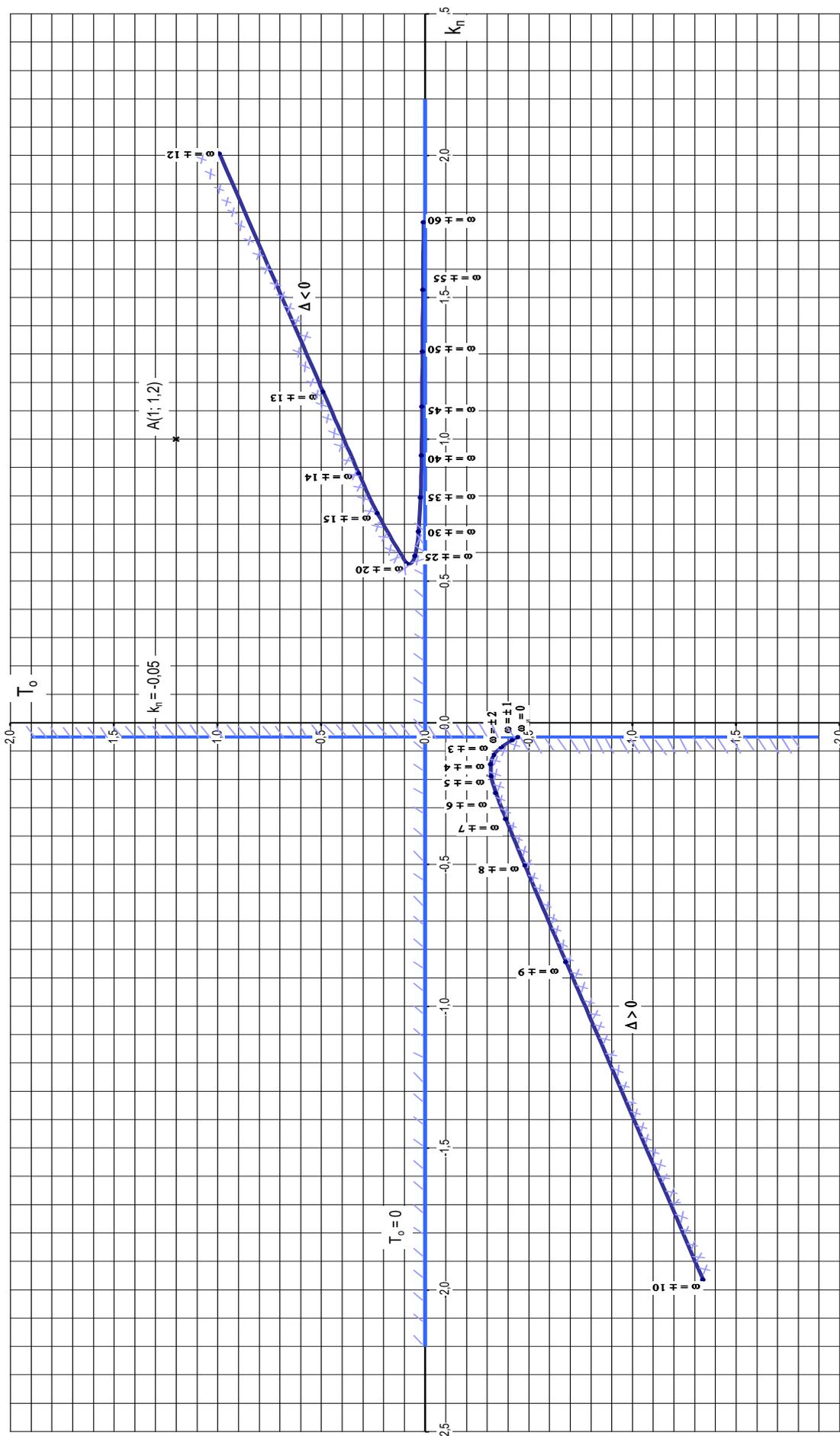


Рис. П.3.11, Область устойчивости скорректированной системы в плоскости параметров k_{η} и T_0

Дополним кривую D -разбиения **особыми прямыми**, уравнения которых имеют следующий вид: $a_0 = 0$, отсюда $T_0 = 0$; $a_n = 0$, отсюда $1 + 20k_{\Pi} = 0$ и $k_{\Pi} = -0,05$. Особые прямые штрихуют по правилам, изложенным на с. 291 [1]. На рис. П.3.11 откладываем точку А с заданными координатами k_{Π} и T_0 ($k_{\Pi} = 1$; $T_0 = 1,2$).

П.3.5. Построение графика переходного процесса и оценка качества скорректированной системы

Исходным выражением для моделирования является передаточная функция **замкнутой** скорректированной системы $\Phi(p)$ по заданному каналу воздействия. Запишем передаточную функцию по каналу « x_3-x » для одного из примеров скорректированной системы:

$$\begin{aligned} \Phi_{x_3-x}(p) &= \frac{X(p)}{X_3(p)} = \frac{W_{\text{ск}}(p)}{1+W_{\text{ск}}(p)} = \frac{k_{\text{рк}}(T_2 p + 1)}{(T_y p + 1)(T_o p + 1)(T_3 p + 1)^2} = \\ &= \frac{k_{\text{рк}}(T_2 p + 1)}{1 + \frac{k_{\text{рк}}(T_2 p + 1)}{(T_y p + 1)(T_o p + 1)(T_3 p + 1)^2}} = \\ &= \frac{k_{\text{рк}}(T_2 p + 1)}{(T_y p + 1)(T_o p + 1)(T_3 p + 1)^2 + k_{\text{рк}}(T_2 p + 1)}. \end{aligned} \quad (\text{П.3.93})$$

В выражении (П.3.93) раскроем скобки, приведем подобные члены, подставим численные значения заданных параметров и запишем его в соответствии с формулой (3.16)

$$\begin{aligned} \Phi_{x_3-x}(p) &= \frac{b_0 p^4 + b_1 p^3 + b_2 p^2 + b_3 p + b_4}{a_0 p^4 + a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p + a_4} = \\ &= \frac{6,2p + 20}{0,00461p^4 + 0,12672p^3 + 1,0144p^2 + 8,16p + 21}. \end{aligned} \quad (\text{П.3.94})$$

Составим таблицу исходных данных для цифрового моделирования, куда входят округленные коэффициенты b_i и a_i из формулы

(П.3.94), а также параметры моделирования: «шаг интегрирования» – Δt , «шаг печати» – $t_{\text{печ}}$ и «длительность выполнения расчетов» – $t_{\text{к}}$. Параметры Δt , $t_{\text{печ}}$ и $t_{\text{к}}$ рассчитываем в соответствии с рекомендациями разд. 3.5.2 для конкретного варианта задания.

Таблица П.3.8

Исходные данные для цифрового моделирования

b_0	b_1	b_2	b_3	b_4	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	Δt	$t_{\text{печ}}$	$t_{\text{к}}$
0	0	0	6,2	20	0,005	0,127	0,014	8,16	21	0,002	0,09	1,8

Таблица П.3.9

Результаты цифрового моделирования

Input data		Calculate result	
Parameter	Value	T	Y
B0	0,000	0,090	0,103
B1	0,000	0,180	0,482
B2	0,000	0,270	0,962
B3	6,200	0,360	1,318
B4	20,000	0,450	1,432
A0	0,005	0,540	1,323
A1	0,127	0,630	1,096
A2	1,014	0,720	0,878
A3	8,160	0,810	0,756
A4	21,000	0,900	0,753
dt	0,002	0,990	0,836
pt	0,090	1,080	0,946
mt	1,800	1,170	1,028
		1,260	1,057
		1,350	1,034
		1,440	0,984
		1,530	0,935
		1,620	0,907
		1,710	0,907
		1,800	0,925

На основании данных табл. П.3.9 построим график переходного процесса (рис. П.3.13) и определим основные показатели качества – перерегулирование σ и длительность переходного процесса $t_{п}$:

$$\sigma = \frac{x_m - x(\infty)}{x(\infty)} 100 \% = \frac{A_1}{x(\infty)} 100 \% = \frac{0,47}{0,95} 100 \% \approx 49\%; \quad (\text{П.3.95})$$
$$t_{п} \approx 1,42 \text{ с.}$$

На рис. П.3.14 приведены примеры переходных характеристик **статического** варианта двух систем по разным каналам воздействий.

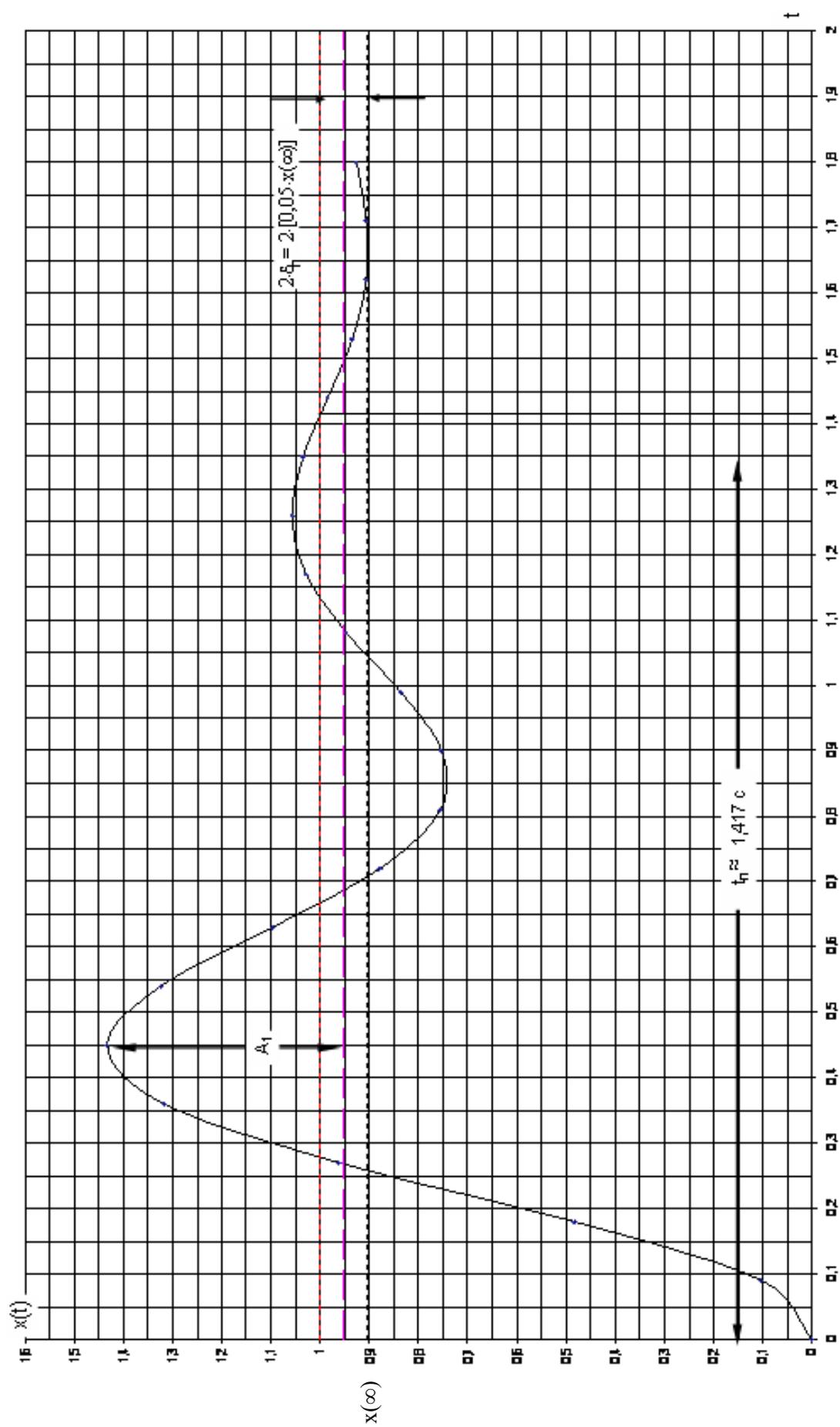
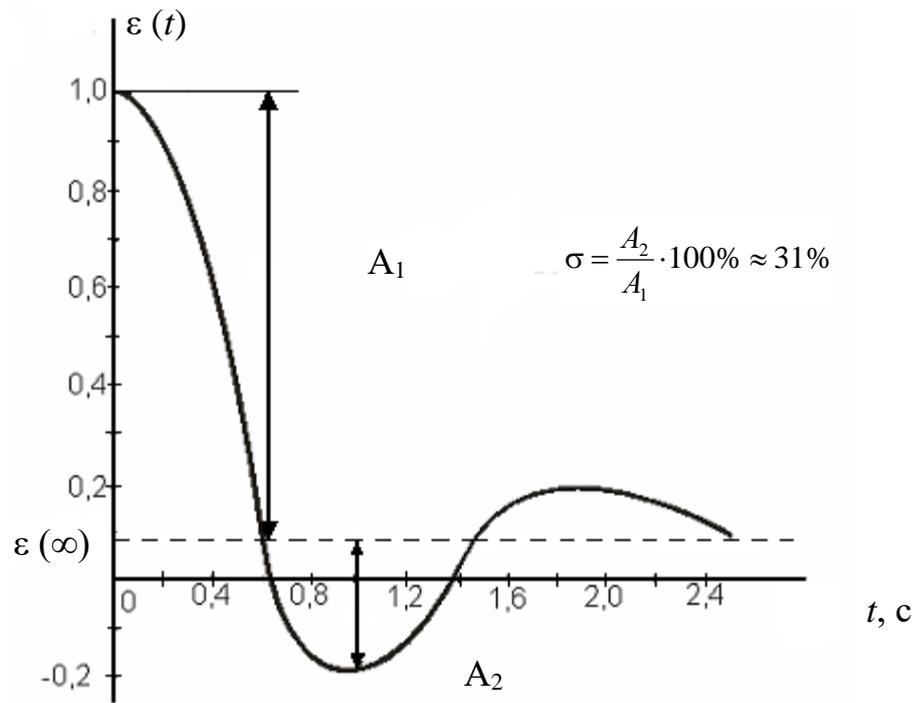


Рис. П.3.13. Переходная характеристика замкнутой скорректированной системы по каналу " x_2 - x "

a



b

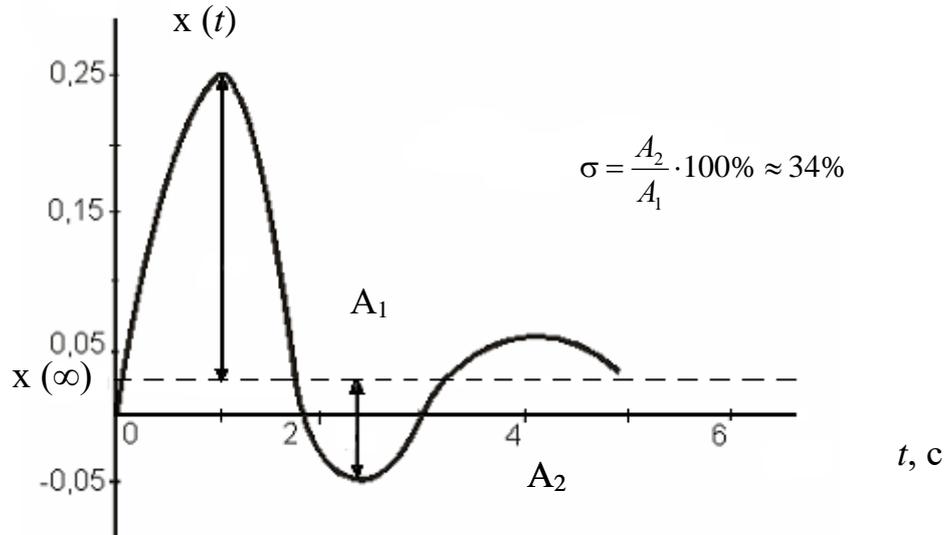


Рис. П.3.14. Переходные характеристики замкнутой скорректированной системы:

a – по каналу « x_3 - ε »; *b* – по каналу « z - x » (« z - ε »)

П.3.6. Вычисление и минимизация интегральной оценки при типовом воздействии

Квадратичная интегральная оценка вычисляется при **единичном ступенчатом воздействии** по заданному каналу.

Запишем одну из возможных передаточных функций замкнутой **статической** скорректированной системы по каналу « x_3-x » (см. формулу (П.3.93)) и после преобразований и подстановки численных значений постоянных времени для одного из вариантов задания представим ее в соответствии с формулой (3.18)

$$\begin{aligned} \Phi(p) &= \frac{X(p)}{X_3(p)} = \frac{W_{\text{ск}}(p)}{1+W_{\text{ск}}(p)} = \frac{k_{\text{рк}}(T_2p+1)}{(T_y p+1)(T_o p+1)(T_3 p+1)^2 + k_{\text{рк}}(T_2 p+1)} = \\ &= \frac{0,31k_{\text{рк}}p + k_{\text{рк}}}{0,005p^4 + 0,127p^3 + 1,014p^2 + (0,31k_{\text{рк}} + 1,96)p + k_{\text{рк}} + 1}. \end{aligned} \quad (\text{П.3.96})$$

На основании формулы (3.20) запишем выражение для изображения переходной составляющей управляемой величины

$$X_{\text{п}}(p) = [\Phi(p) - \Phi(0)]X_3(p), \quad (\text{П.3.97})$$

где $X_3(p) = \frac{1}{p}$ – изображение ступенчатого воздействия.

Подставим в формулу (П.3.97) выражение (П.3.96)

$$X_{\text{п}}(p) = \left[\frac{0,31k_{\text{рк}}p + k_{\text{рк}}}{0,005p^4 + 0,127p^3 + 1,014p^2 + (0,31k_{\text{рк}} + 1,96)p + k_{\text{рк}} + 1} - \frac{k_{\text{рк}}}{1 + k_{\text{рк}}} \right] \frac{1}{p}. \quad (\text{П.3.98})$$

Преобразуем выражение (П.3.98), применив упрощение в соответствии с формулой (3.21), и запишем его в соответствии с формулой (3.22) в виде

$$X_{\Pi}(p) = \frac{-0,005p^3 - 0,127p^2 - 1,014p - 1,96}{0,005p^4 + 0,127p^3 + 1,014p^2 + (0,31k_{\text{рк}} + 1,96)p + k_{\text{рк}}} = \frac{c_0p^3 + c_1p^2 + c_2p + c_3}{d_0p^4 + d_1p^3 + d_2p^2 + d_3p + d_4} = \frac{C(p)}{D(p)}, \quad (\text{П.3.99})$$

где $d_0 = 0,005$; $d_1 = 0,127$; $d_2 = 1,014$; $d_3 = 0,13k_{\text{рк}} + 1,96$; $d_4 = k_{\text{рк}}$.

Для вычисления квадратичной оценки по изображению (П.3.99) используем равенство Парсеваля (см. формулы (6.73) и (6.74) [1]), которое для рассматриваемого примера имеет вид

$$\begin{aligned} Q_{\text{кв}} &= \int_0^{\infty} x_{\Pi}^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |x_{\Pi}(j\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{C(j\omega)}{D(j\omega)} \right|^2 d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{V(j\omega)}{|D(j\omega)|^2} d\omega = (-1)^{n+1} \frac{\Delta_v}{2d_0\Delta}, \end{aligned} \quad (\text{П.3.100})$$

где n – степень знаменателя выражения (П.3.99), $n=4$;

$$D(j\omega) = d_0(j\omega)^4 + d_1(j\omega)^3 + d_2(j\omega)^2 + d_3(j\omega) + d_4; \quad (\text{П.3.101})$$

$$V(j\omega) = |C(j\omega)|^2 = v_0(j\omega)^{2(n-1)} + v_1(j\omega)^{2(n-2)} + v_2(j\omega)^{2(n-3)} + v_3; \quad (\text{П.3.102})$$

Δ – определитель, составленный из коэффициентов d_i по правилу составления определителя Гурвица; Δ_v – определитель, получаемый из определителя Δ путем замены верхней строки коэффициентов на строку с коэффициентами v_0, v_1, v_2, v_3 .

Для получения коэффициентов полинома $V(j\omega)$ найдем квадрат модуля полинома $C(j\omega)$, а затем все слагаемые с четными степенями ω приведем к виду с четными степенями ($j\omega$),

$$\begin{aligned}
V(j\omega) &= |C(j\omega)|^2 = |-0,005(j\omega)^3 - 0,127(j\omega)^2 - 1,014(j\omega) - 1,96|^2 = \\
&= |(0,127\omega^2 - 1,96) + j(0,005\omega^3 - 1,014\omega)|^2 = \\
&= (0,127\omega^2 - 1,96)^2 + (0,005\omega^3 - 1,014\omega)^2 = \\
&= 0,00002\omega^6 + 0,0067\omega^4 + 0,5323\omega^2 + 3,842 = \\
&= -0,00002(j\omega)^6 + 0,0067(j\omega)^4 - 0,5323(j\omega)^2 + 3,842,
\end{aligned} \tag{П.3.103}$$

откуда $v_0 = -0,00002$, $v_1 = 0,0067$, $v_2 = -0,5323$, $v_3 = 3,842$.

Составим определитель Δ и подставим в него численные значения коэффициентов d_i из формулы (П.3.99)

$$\begin{aligned}
\Delta &= \begin{vmatrix} d_1 & d_3 & 0 & 0 \\ d_0 & d_2 & d_4 & 0 \\ 0 & d_1 & d_3 & 0 \\ 0 & d_0 & d_2 & d_4 \end{vmatrix} = d_1 d_2 d_3 d_4 - d_0 d_3^2 d_4 - d_1^2 d_4^2 = \\
&= -0,00044k_{\text{рк}}^3 + 0,01819k_{\text{рк}}^2 + 0,23423k_{\text{рк}}.
\end{aligned} \tag{П.3.104}$$

Составим определитель Δ_v и подставим в него численные значения коэффициентов v_i из формулы (П.3.103)

$$\begin{aligned}
\Delta_v &= \begin{vmatrix} v_0 & v_1 & v_2 & v_3 \\ d_0 & d_2 & d_4 & 0 \\ 0 & d_1 & d_3 & 0 \\ 0 & d_0 & d_2 & d_4 \end{vmatrix} = v_0 d_2 d_3 d_4 - v_0 d_1 d_4^2 - v_3 d_0 d_1 d_2 + \\
&\quad + v_3 d_0^2 d_3 - v_1 d_0 d_3 d_4 + v_2 d_0 d_1 d_4 = \\
&= -0,000013k_{\text{рк}}^2 - 0,000386k_{\text{рк}} - 0,002115.
\end{aligned} \tag{П.3.105}$$

Подставив выражение (П.3.104) и (П.3.105) в формулу (П.3.100), получим

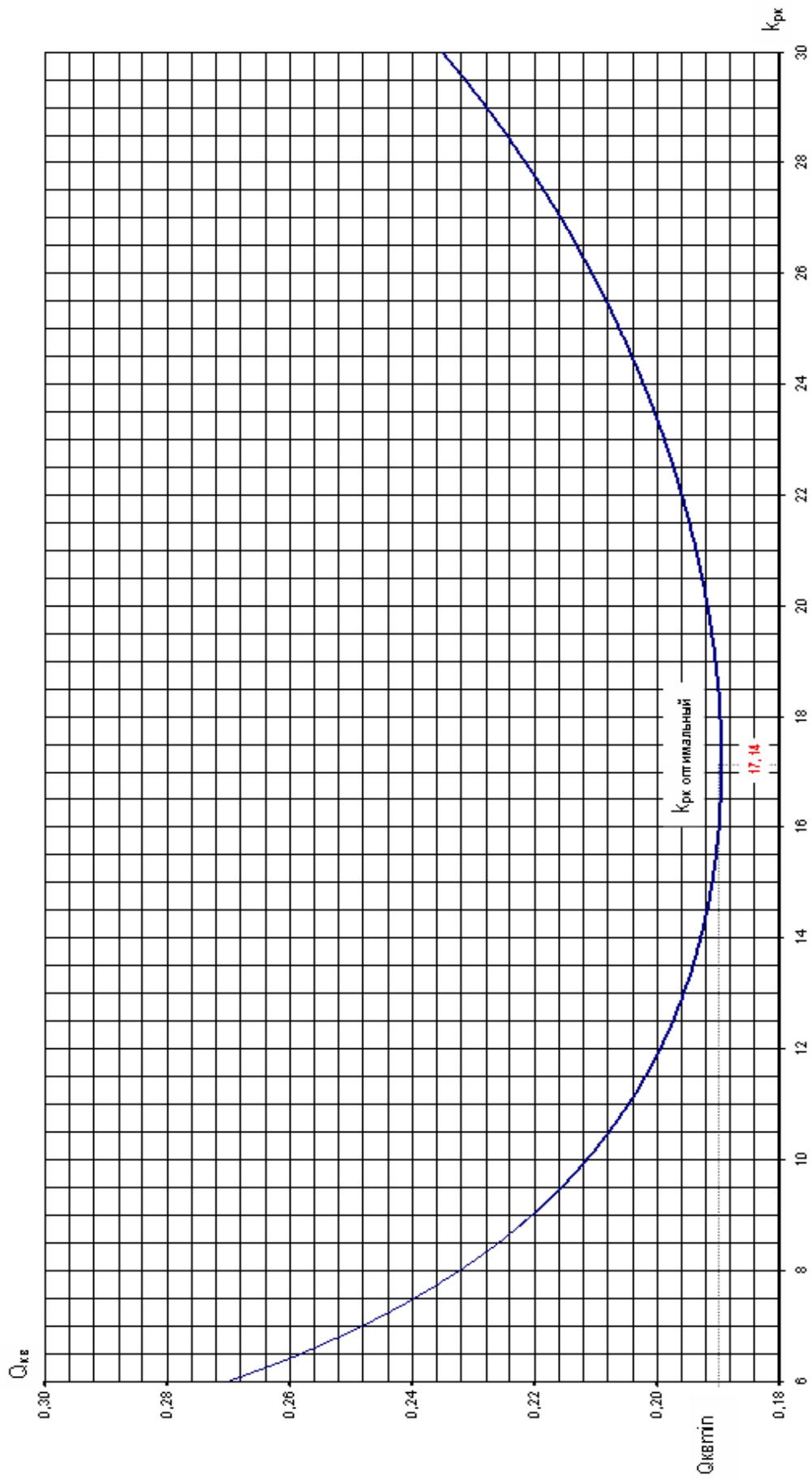


Рис. П. 3. 15. Зависимость квадратичной интегральной оценки скорректированной системы от коэффициента $k_{кр}$

$$Q_{\text{кв}} = (-1)^{n+1} \frac{\Delta_v}{2d_0\Delta} = (-1)^{4+1} \frac{-0,000013k_{\text{рк}}^2 - 0,000386k_{\text{рк}} - 0,002115}{2 \cdot 0,005(-0,0004k_{\text{рк}}^3 + 0,01819k_{\text{рк}}^2 + 0,23423k_{\text{рк}})} =$$

$$= \frac{0,000013k_{\text{рк}}^2 + 0,000386k_{\text{рк}} + 0,002115}{0,01(-0,0004k_{\text{рк}}^3 + 0,01819k_{\text{рк}}^2 + 0,23423k_{\text{рк}})}. \quad (\text{П.3.106})$$

Подставив в формулу (П.3.106) различные численные значения $k_{\text{рк}}$, составим таблицу $Q_{\text{кв}} = f(k_{\text{рк}})$.

Таблица П.3.10

Зависимость квадратичной интегральной оценки от коэффициента $k_{\text{рк}}$

$k_{\text{рк}}$	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28
$Q_{\text{кв}}$	0,27	0,232	0,211	0,2	0,192	0,189	0,189	0,191	0,195	0,202	0,221	0,221

На основании данных табл. П.3.10 построим график функции $Q_{\text{кв}} = f(k_{\text{рк}})$ (рис. П.3.16), откуда определим оптимальное численное значение коэффициента $k_{\text{рк}}$, равное 17,14.

Так как по заданию курсовой работы следовало найти оптимальное значение передаточного коэффициента управляющего устройства k_y , то переход от коэффициента $k_{\text{рк}}$ к коэффициенту k_y осуществим по формуле

$$k_{y.\text{опт}} = \frac{k_{\text{рк.опт}}}{k_{\text{п}}k_{\text{и}}k_{\text{о}}} = \frac{17,4}{2} = 8,57. \quad (\text{П.3.107})$$

Вычисление квадратичной интегральной оценки $Q_{\text{кв}}$ для **астатической** системы по каналам «z-x» и «z-ε» упрощается, так как вычитаемое $\Phi(0)$ в формуле (П.3.97) равно нулю.

При вычислении $Q_{\text{кв}}$ для **статической** системы по каналу «z-x» из-за возможных сложностей математического характера можно (по согласованию с преподавателем) изменить канал воздействия.

Изображения простейших функций времени по Лапласу

Наименование функций	$x(t)$	$X(p)$
Дельта-функция	$\delta(t)$	1
Ступенчатая функция	$a1(t)$	$\frac{a}{p}$
Линейная функция	$at1(t)$	$\frac{a}{p^2}$
Степенная функция	$at^n 1(t)$	$\frac{an!}{p^{n+1}}$
Экспонента	$ae^{-at} 1(t)$	$\frac{a}{p + \alpha}$
Синусоида	$a \sin \omega t 1(t)$	$\frac{a\omega}{p^2 + \omega^2}$
Косинусоида	$a \cos \omega t 1(t)$	$\frac{ap}{p^2 + \omega^2}$

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

ФГБОУ ВО «Уральский государственный горный университет»



УТВЕРЖДАЮ
И.о. проректора по учебно-методической работе
В. В. Зубов

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
ПО ОРГАНИЗАЦИИ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ
Б1.О.27 ТЕОРИЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ**

Направление -

15.03.06 Мехатроника и робототехника

Профиль -

Мехатроника и робототехника промышленных производств

Автор: Ситдикова С. В., старший преподаватель каф. АКТ

Одобрены на заседании кафедры

Автоматики и компьютерных технологий

(название кафедры)

Зав. кафедрой

(подпись)

Бочков В. С.

(Фамилия И.О.)

Протокол № 1 от 19.09.2024

(Дата)

Рассмотрены методической комиссией
факультета

горно-механического

(название факультета)

Председатель

(подпись)

Осипов П. А.

(Фамилия И.О.)

Протокол № 2 от 18.10.2024

(Дата)

Екатеринбург

Аннотация рабочей программы дисциплины (модуля)

«Теория автоматического управления»

Трудоемкость дисциплины (модуля): 3 з.е., 108 часов.

Форма промежуточной аттестации – экзамен

Цель дисциплины (модуля): формирование у студентов прочных знаний об общих принципах построения и законах функционирования автоматических систем управления; об основных методах анализа и синтеза непрерывных линейных систем автоматического управления при детерминированных и случайных внешних воздействиях; об основных методах анализа нелинейных и импульсных систем автоматического управления.

Компетенции, формируемые в процессе изучения дисциплины (модуля):

профессиональные

- способен разрабатывать и применять алгоритмы и современные цифровые программные методы расчетов и проектирования отдельных устройств и подсистем мехатронных и робототехнических систем с использованием стандартных исполнительных и управляющих устройств, средств автоматики, измерительной и вычислительной техники в соответствии с техническим заданием, разрабатывать цифровые алгоритмы и программы управления робототехнических систем (ОПК-11).

Результат изучения дисциплины (модуля):

Знать:

- разработку обобщенных вариантов решения проблем, связанных с автоматизацией производств;
- постановку целей проекта, его задач при заданных критериях, целевых функциях, ограничениях;
- разработку проектов по автоматизации технологических процессов;

Уметь:

- участвовать в разработке обобщенных вариантов решения проблем, связанных с автоматизацией производств;
- участвовать в постановке целей проекта, его задач при заданных критериях, целевых функциях, ограничениях;
- участвовать в разработке проектов по автоматизации технологических процессов;

Владеть:

- навыками участия в разработке обобщенных вариантов решения проблем, связанных с автоматизацией производств;
- навыками участия в постановке целей проекта, его задач при заданных критериях, целевых функциях, ограничениях;
- навыками участия в разработке проектов по автоматизации технологических процессов.

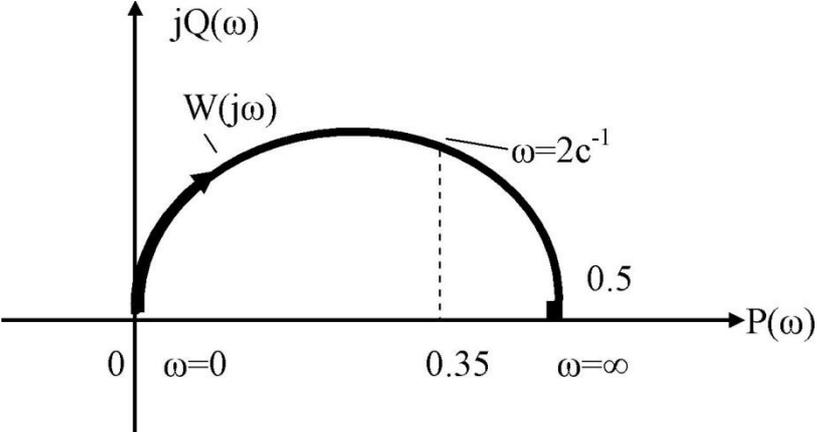
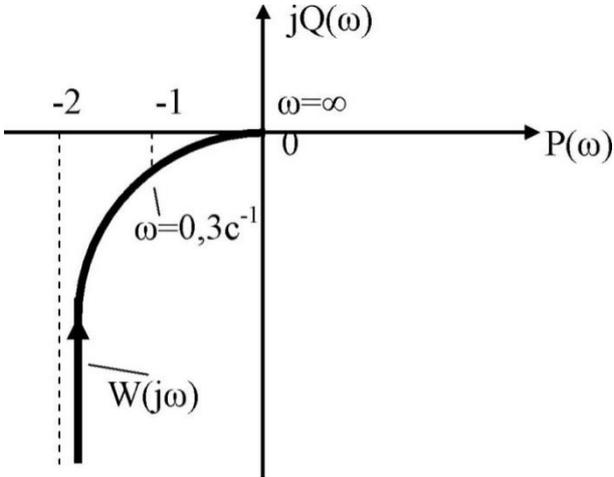
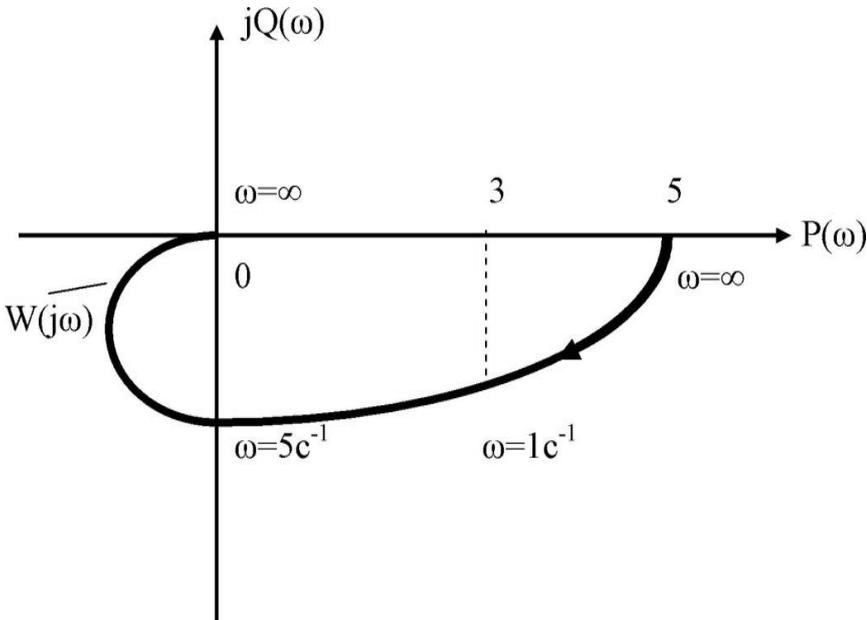
Самостоятельная работа № 1.
ИДЕНТИФИКАЦИЯ ТИПОВЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ

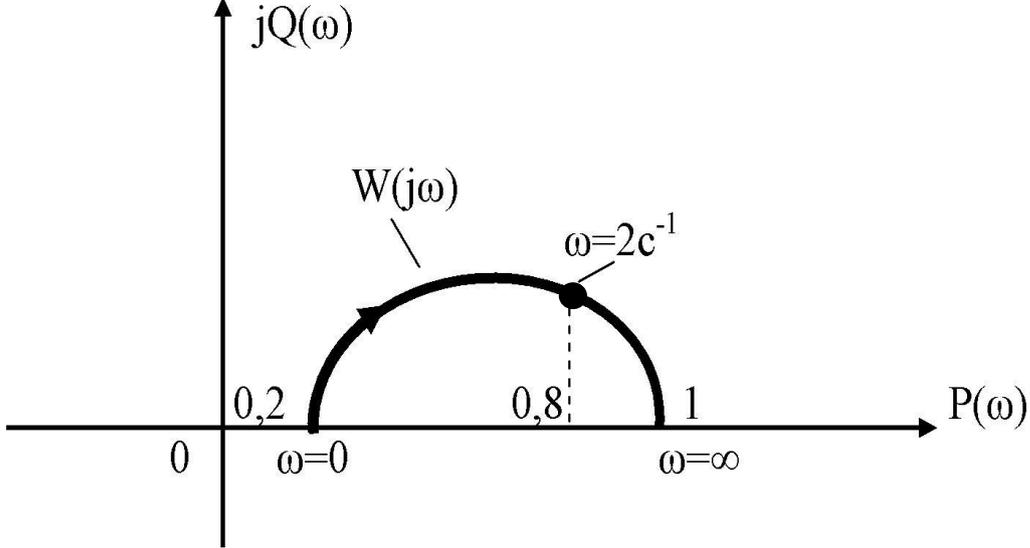
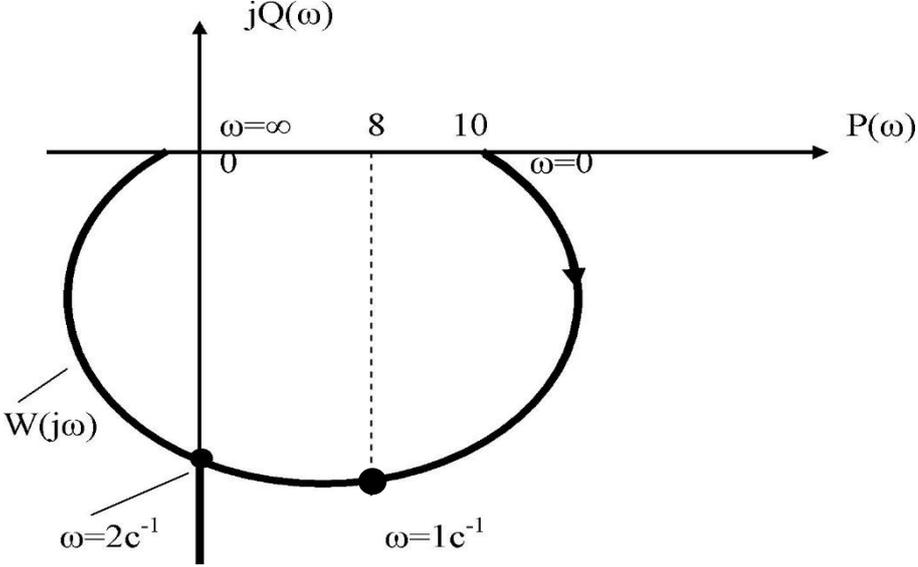
По заданным переходным и частотным характеристикам типовых динамических звеньев (см. табл.1.1) определить типы звеньев, записать их передаточные функции в общем виде и вычислить параметры передаточных функций (передаточные коэффициенты и постоянные времени).

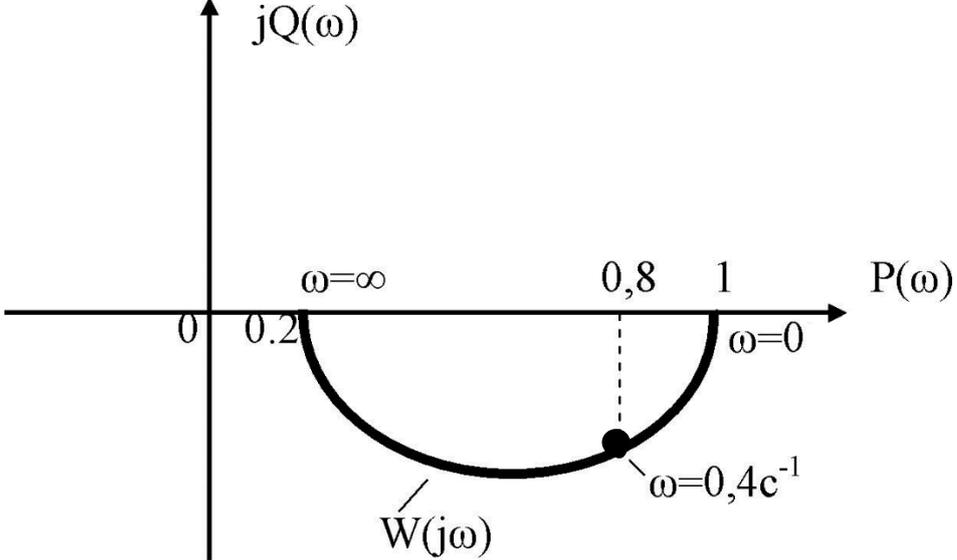
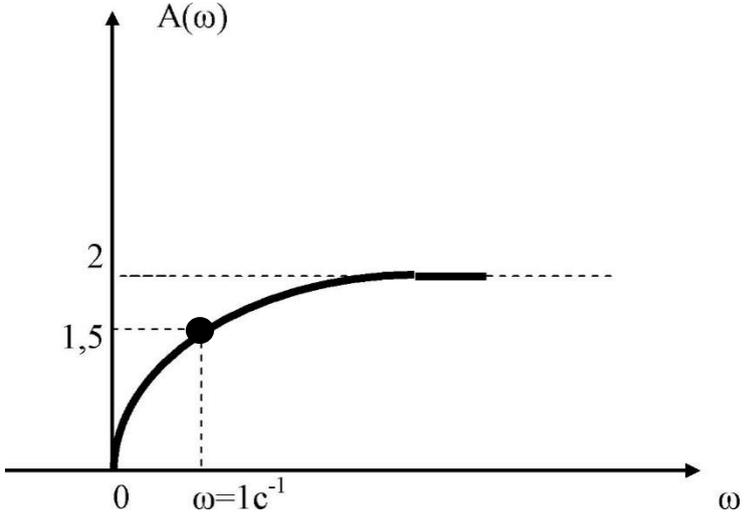
Таблица 1.1

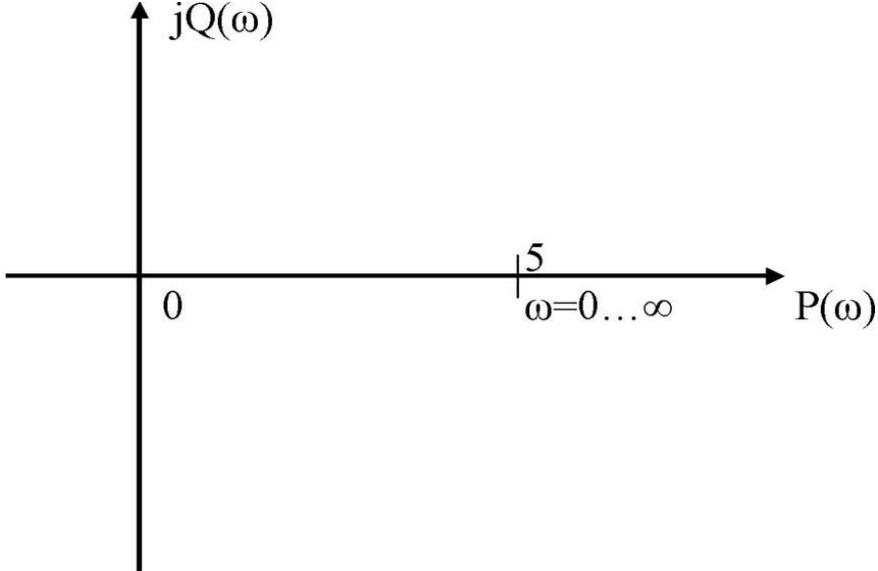
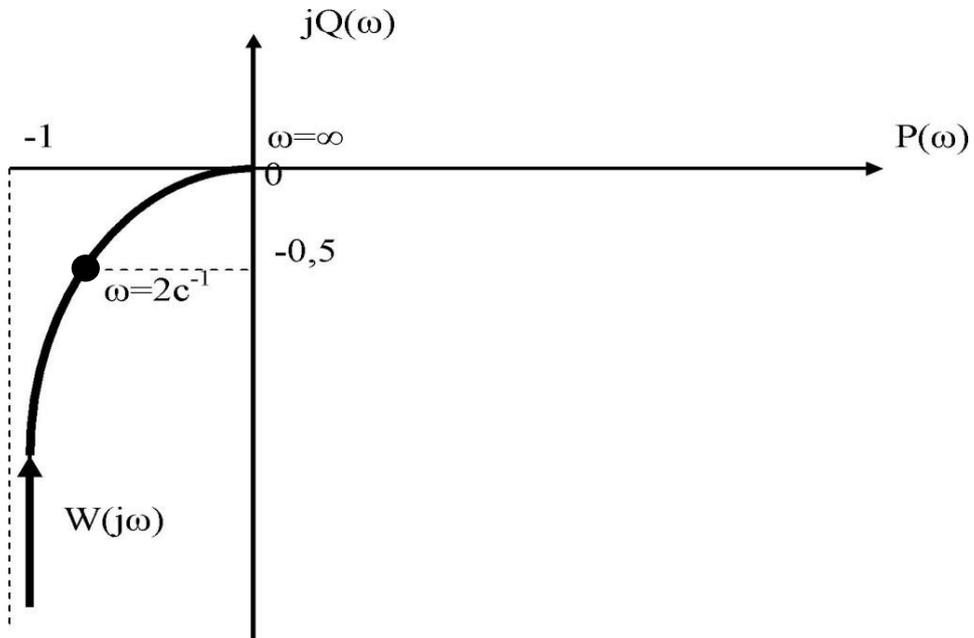
Характеристики динамических звеньев

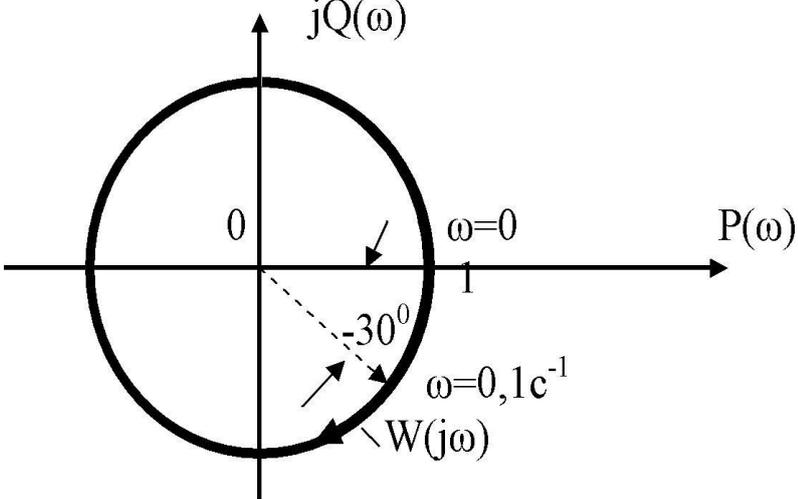
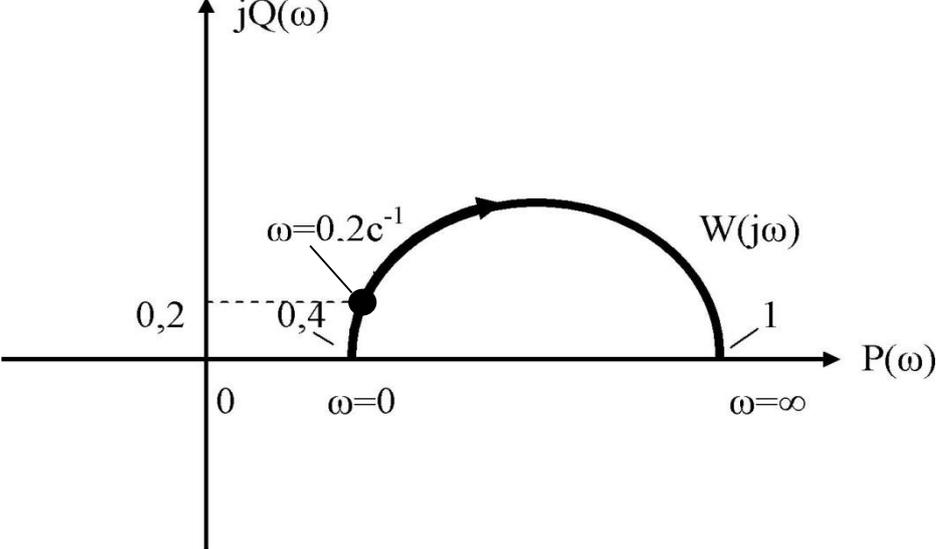
Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
1	
2	

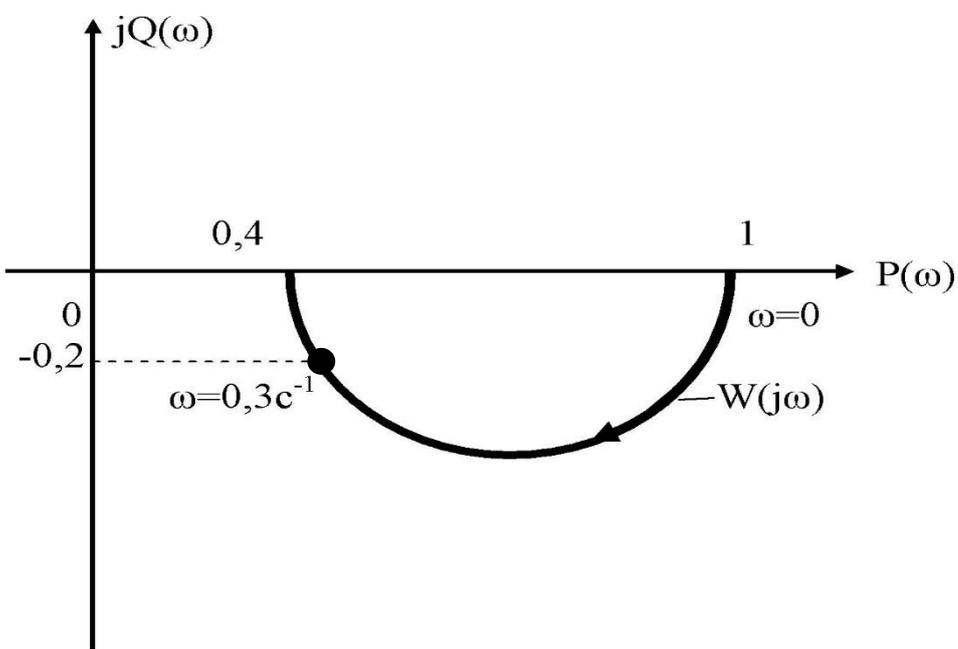
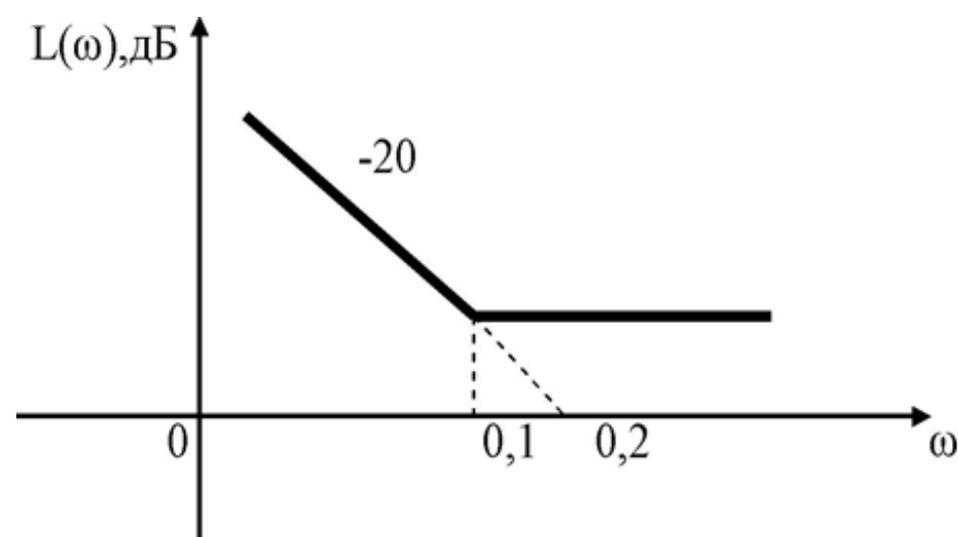
Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
3	 <p>A Nyquist plot in the complex plane with the horizontal axis labeled $P(\omega)$ and the vertical axis labeled $jQ(\omega)$. The curve $W(j\omega)$ starts at the origin $(0,0)$ for $\omega=0$, rises into the first quadrant, and then returns to the real axis at $P(\omega) = 0.5$ for $\omega=\infty$. A vertical dashed line is drawn at $P(\omega) = 0.35$, intersecting the curve at $\omega = 2c^{-1}$.</p>
4	 <p>A Nyquist plot in the complex plane with the horizontal axis labeled $P(\omega)$ and the vertical axis labeled $jQ(\omega)$. The curve $W(j\omega)$ starts at a point on the negative real axis for $\omega=0$, moves into the third quadrant, and then returns to the origin $(0,0)$ for $\omega=\infty$. A vertical dashed line is drawn at $P(\omega) = -2$, intersecting the curve at $\omega = 0,3c^{-1}$.</p>
5	 <p>A Nyquist plot in the complex plane with the horizontal axis labeled $P(\omega)$ and the vertical axis labeled $jQ(\omega)$. The curve $W(j\omega)$ starts at the origin $(0,0)$ for $\omega=0$, moves into the fourth quadrant, then loops back into the third quadrant, and finally returns to the origin $(0,0)$ for $\omega=\infty$. A vertical dashed line is drawn at $P(\omega) = 3$, intersecting the curve at $\omega = 1c^{-1}$. Another vertical dashed line is drawn at $P(\omega) = 5$, which is the point where the curve crosses the positive real axis for $\omega=\infty$. The curve also crosses the negative real axis at $\omega = 5c^{-1}$.</p>

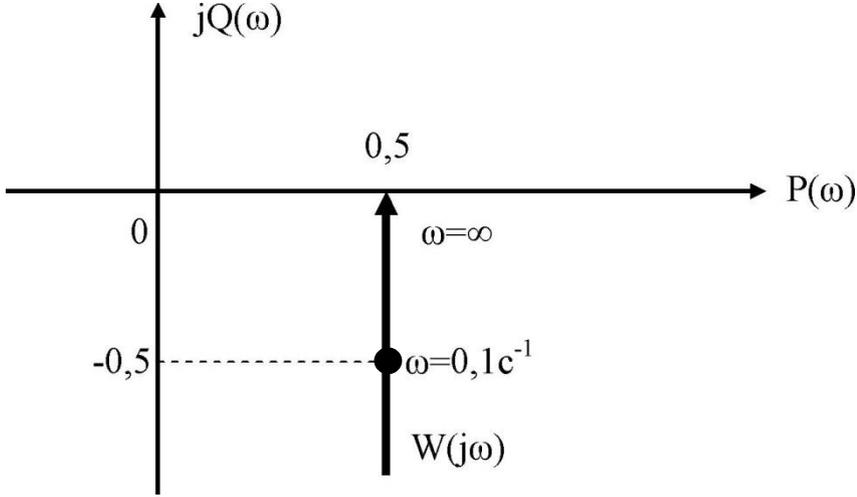
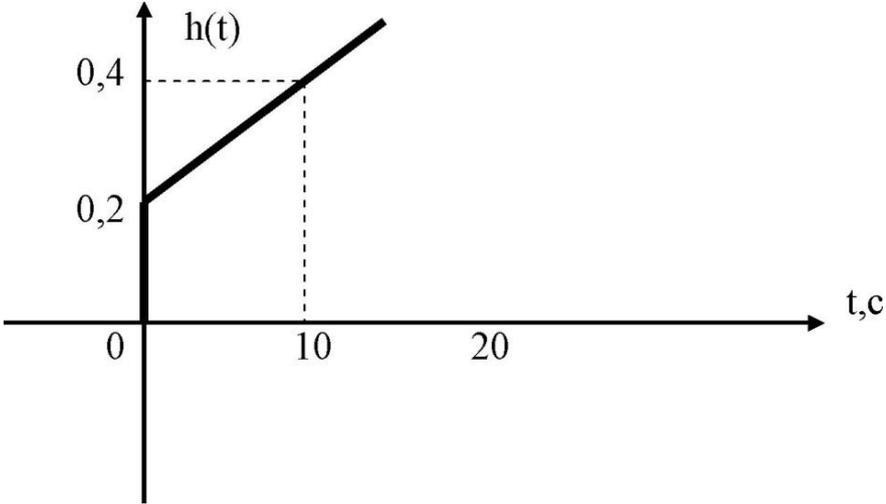
Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
6	 <p>The Nyquist plot for variant 6 shows the frequency response $W(j\omega)$ in the complex plane. The horizontal axis is the real part $P(\omega)$ and the vertical axis is the imaginary part $jQ(\omega)$. The curve starts at $\omega=0$ on the real axis at $P=0.2$, goes into the upper half-plane, reaches a peak at $\omega=2\text{c}^{-1}$ with a real part of 0.8, and ends at $\omega=\infty$ on the real axis at $P=1$. Arrows on the curve indicate the direction of increasing frequency.</p>
7	 <p>The Nyquist plot for variant 7 shows the frequency response $W(j\omega)$ in the complex plane. The horizontal axis is the real part $P(\omega)$ and the vertical axis is the imaginary part $jQ(\omega)$. The curve starts at $\omega=0$ on the real axis at $P=10$, goes into the lower half-plane, reaches a minimum at $\omega=1\text{c}^{-1}$ with a real part of 8, crosses the real axis at $\omega=\infty$ at $P=0$, and returns to the real axis at $\omega=2\text{c}^{-1}$ at $P=0$. Arrows on the curve indicate the direction of increasing frequency.</p>

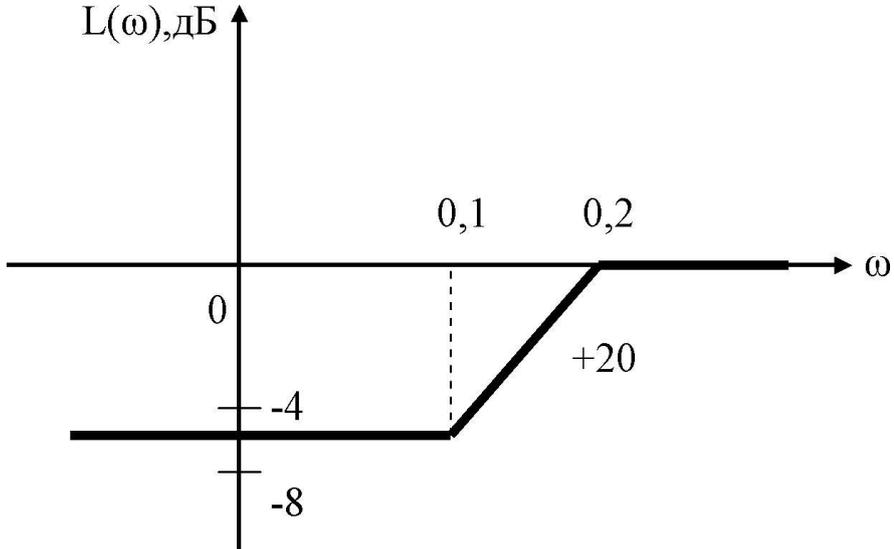
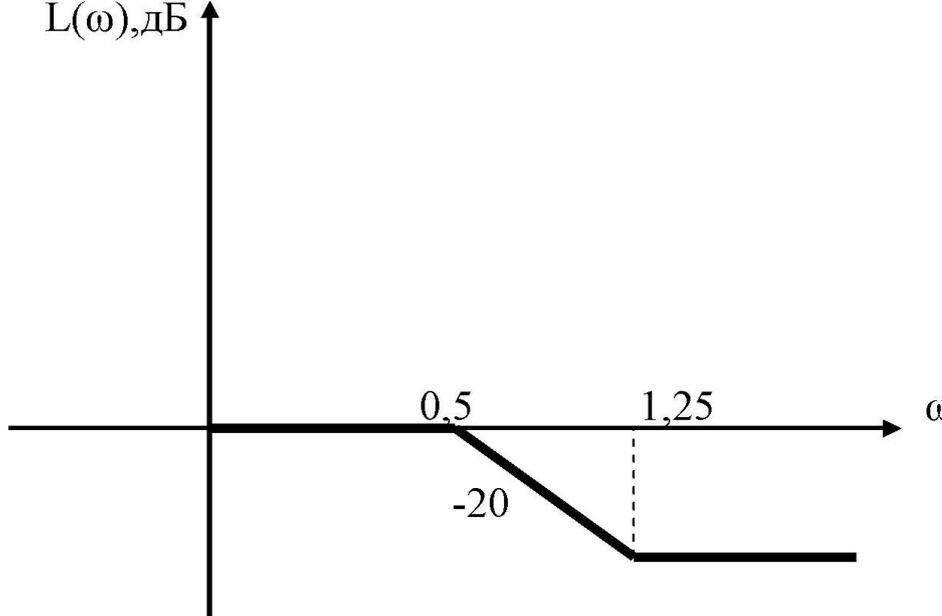
Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
8	
9	

Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
10	 <p>A blank coordinate system for plotting the frequency response. The vertical axis is labeled $jQ(\omega)$ and the horizontal axis is labeled $P(\omega)$. The origin is marked with 0. On the horizontal axis, there is a tick mark at 5 with the text $\omega=0 \dots \infty$ below it.</p>
11	 <p>A graph showing the frequency response curve $W(j\omega)$ in the complex plane. The vertical axis is labeled $jQ(\omega)$ and the horizontal axis is labeled $P(\omega)$. The origin is marked 0. The curve starts at a point on the imaginary axis and approaches the origin from the third quadrant. Key points are marked: $\omega = \infty$ at the origin, $\omega = 2c^{-1}$ at a point where the real part is $-0,5$, and a vertical dashed line at the real part -1. The curve is labeled $W(j\omega)$.</p>

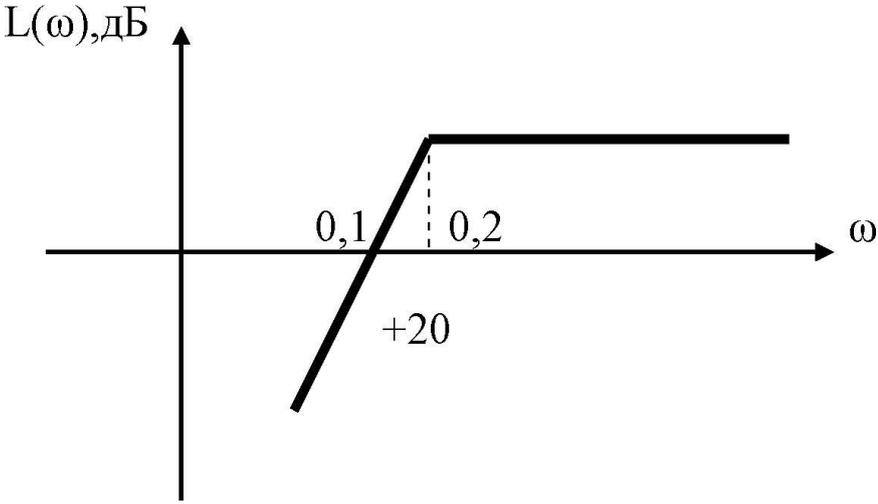
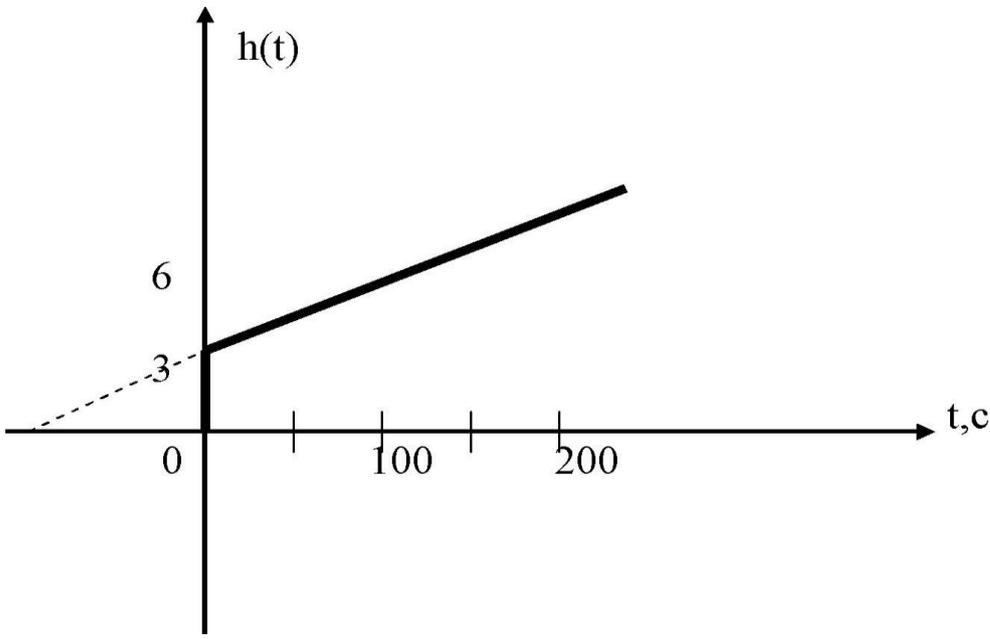
Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
12	 <p>The Nyquist plot for variant 12 shows a circle in the complex plane with the horizontal axis labeled $P(\omega)$ and the vertical axis labeled $jQ(\omega)$. The origin is marked with 0. The circle starts at $\omega=0$ on the positive real axis at a point labeled 1. A dashed line from the origin to the circle at $\omega=0,1c^{-1}$ indicates a phase angle of -30°. The curve is labeled $W(j\omega)$.</p>
13	 <p>The Nyquist plot for variant 13 shows a semi-circle in the upper half-plane of the complex plane. The horizontal axis is labeled $P(\omega)$ and the vertical axis is labeled $jQ(\omega)$. The curve starts at $\omega=0$ on the real axis at a point labeled 0,4. It reaches a peak at $\omega=0,2c^{-1}$ with a value of 0,2 on the imaginary axis. The curve ends at $\omega=\infty$ on the real axis at a point labeled 1. The curve is labeled $W(j\omega)$.</p>

Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
14	 <p>The Nyquist plot shows the frequency response $W(j\omega)$ in the complex plane. The horizontal axis is the real part $P(\omega)$ and the vertical axis is the imaginary part $jQ(\omega)$. The curve starts at $P(0)=1$ on the real axis, goes down and left to a point at $P=0.4$ and $jQ=-0.2$, then curves back to $P(\infty)=0$. A point on the curve is labeled $\omega=0.3\text{c}^{-1}$. The curve is labeled $W(j\omega)$.</p>
15	 <p>The Bode magnitude plot shows the magnitude $L(\omega)$ in dB versus frequency ω. The plot shows a line with a slope of -20 dB/decade starting from a high frequency, becoming horizontal at $\omega=0.1$. A dashed line shows the asymptotic approximation meeting at $\omega=0.1$ and $\omega=0.2$.</p>

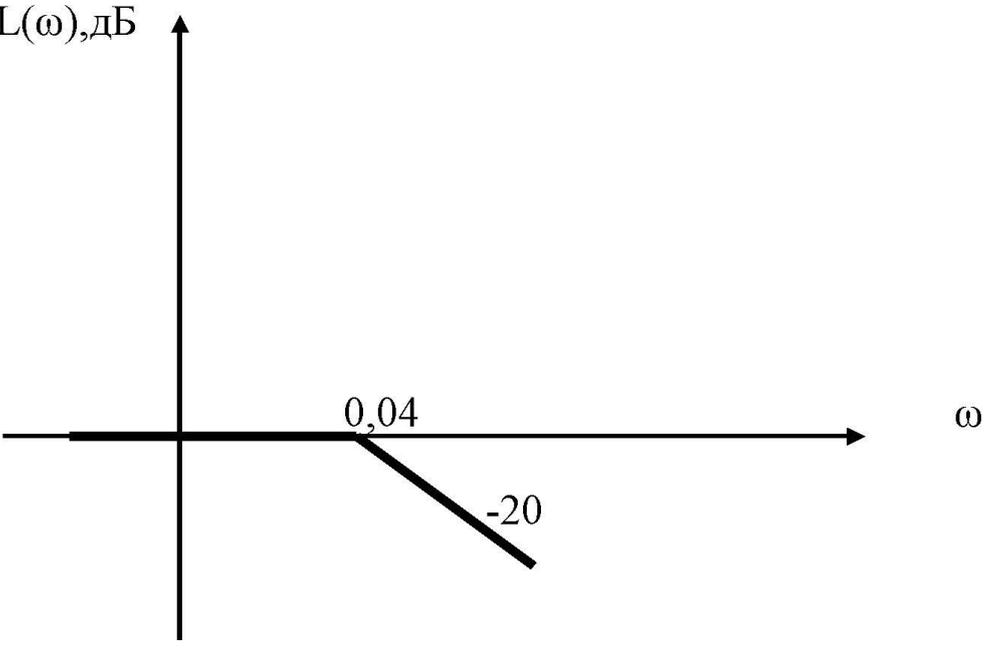
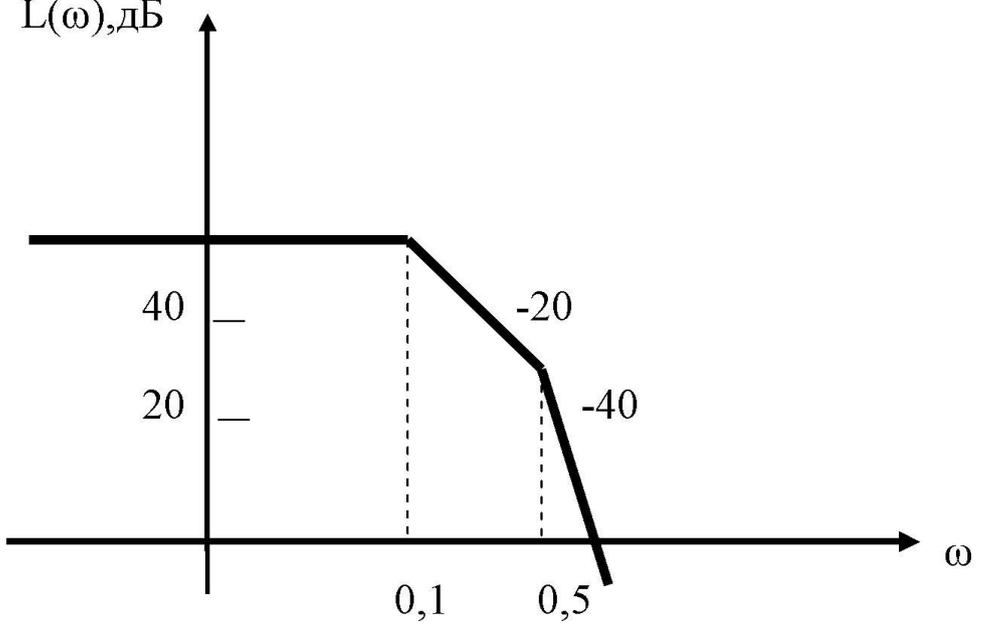
Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
16	 <p>The diagram shows a Nyquist plot in the complex plane. The horizontal axis is labeled $P(\omega)$ and the vertical axis is labeled $jQ(\omega)$. The origin is marked with 0. A point is marked on the imaginary axis at $\omega = 0,1 \text{ c}^{-1}$ with a value of $-0,5$. A point is marked on the real axis at $\omega = \infty$ with a value of $0,5$. A vertical line segment connects these two points, representing the locus of the transfer function $W(j\omega)$.</p>
17	 <p>The diagram shows a step response $h(t)$ in the time domain. The horizontal axis is labeled t, c and the vertical axis is labeled $h(t)$. The origin is marked with 0. The response starts at $0,2$ at $t=0$ and increases linearly to $0,4$ at $t=10$. Dashed lines indicate the coordinates of the point $(10, 0,4)$.</p>

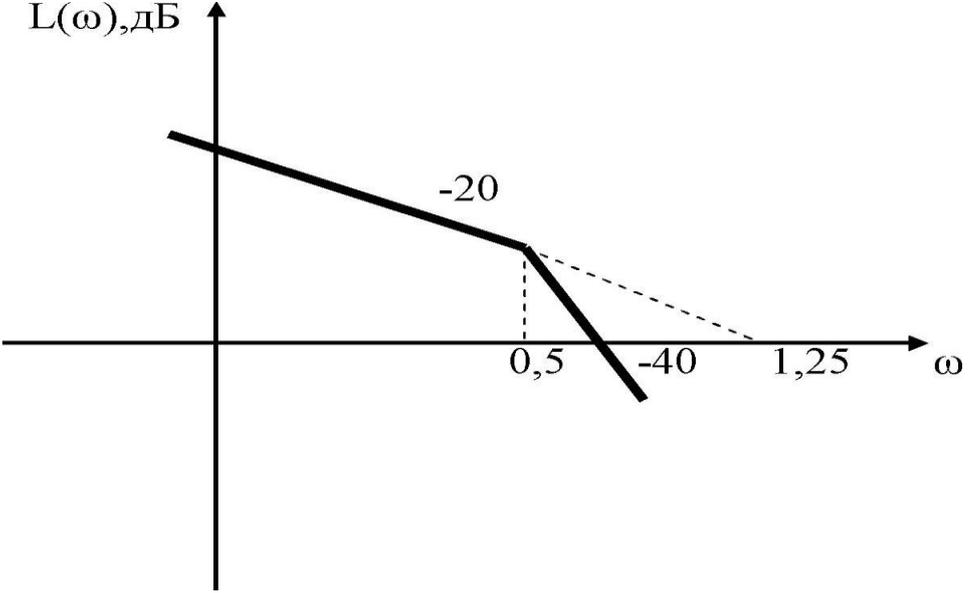
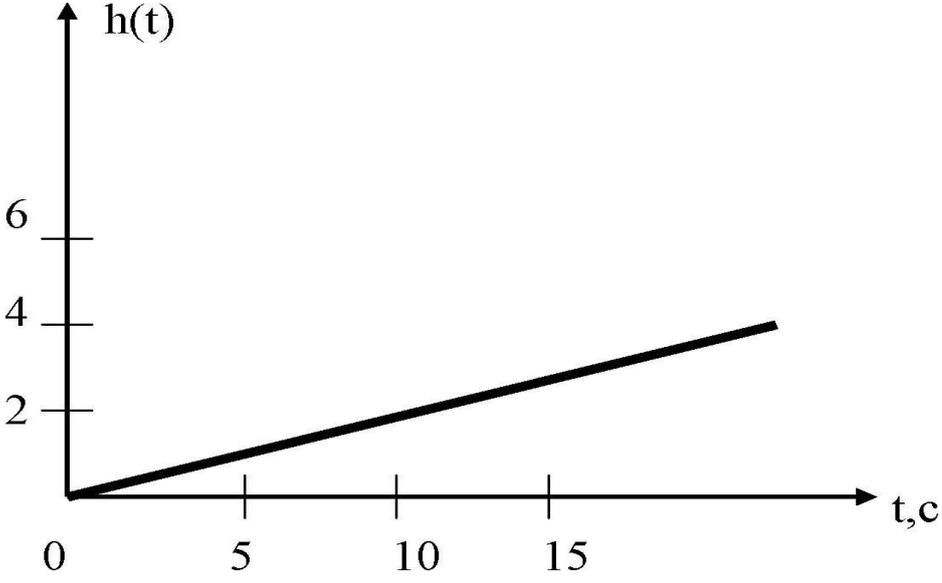
Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
18	 <p>The Bode magnitude plot for variant 18 shows the magnitude $L(\omega)$ in dB versus frequency ω. The plot consists of three segments: a horizontal line at -4 dB for $\omega < 0,1$; a line with a slope of $+20$ dB/decade from $\omega = 0,1$ to $\omega = 0,2$; and a horizontal line at 0 dB for $\omega > 0,2$. The y-axis is labeled $L(\omega), \text{дБ}$ and has tick marks at 0, -4, and -8. The x-axis is labeled ω and has tick marks at $0,1$ and $0,2$.</p>
19	 <p>The Bode magnitude plot for variant 19 shows the magnitude $L(\omega)$ in dB versus frequency ω. The plot consists of three segments: a horizontal line at 0 dB for $\omega < 0,5$; a line with a slope of -20 dB/decade from $\omega = 0,5$ to $\omega = 1,25$; and a horizontal line at -4 dB for $\omega > 1,25$. The y-axis is labeled $L(\omega), \text{дБ}$. The x-axis is labeled ω and has tick marks at $0,5$ and $1,25$.</p>

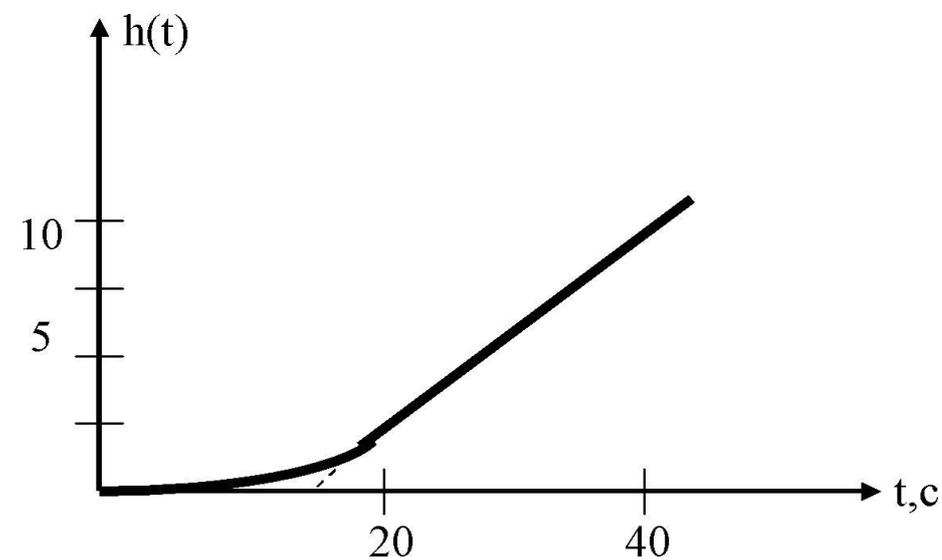
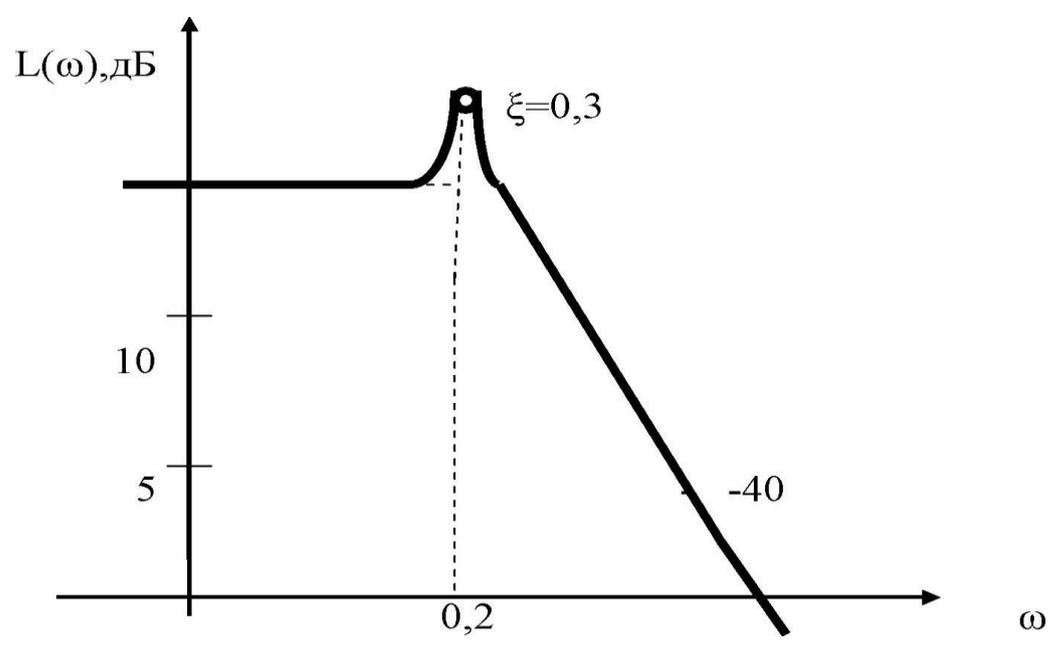
Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
20	<p> $L(\omega), \text{дБ}$ ω 0, 0,8, 1,25 -20 </p>
21	<p> $L(\omega), \text{дБ}$ ω -2, -6, 5 -20 </p>

Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
22	 <p>The Bode magnitude plot shows a piecewise linear function. The vertical axis is labeled $L(\omega), \text{дБ}$ and the horizontal axis is labeled ω. The plot consists of a line with a slope of $+20$ dB/decade starting from a low frequency, crossing the 0 dB axis at $\omega = 0,1$, and reaching a constant value at $\omega = 0,2$. A dashed vertical line marks the corner frequency at $\omega = 0,2$.</p>
23	 <p>The step response plot shows a solid line starting at $(0, 3)$ and increasing linearly. A dashed line extends the initial slope from the origin to the point $(0, 3)$ on the vertical axis. The horizontal axis is labeled t, c and has tick marks at 0, 100, and 200.</p>

Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
24	<p>The plot shows a Bode magnitude characteristic. The vertical axis is labeled $L(\omega), \text{дБ}$ and the horizontal axis is labeled ω. The characteristic consists of a line with a slope of $+20$ dB/decade that intersects the 0 dB line at $\omega = 5$. For frequencies greater than 5, the magnitude is constant, forming a horizontal line.</p>
25	<p>The plot shows a Bode magnitude characteristic. The vertical axis is labeled $L(\omega), \text{дБ}$ and the horizontal axis is labeled ω. The origin is marked with 0. The characteristic consists of a line with a slope of -20 dB/decade that intersects the 0 dB line at $\omega = 0,01$. At $\omega = 0,02$, the magnitude becomes constant, forming a horizontal line. A dashed vertical line is drawn at $\omega = 0,02$ to indicate the corner frequency.</p>

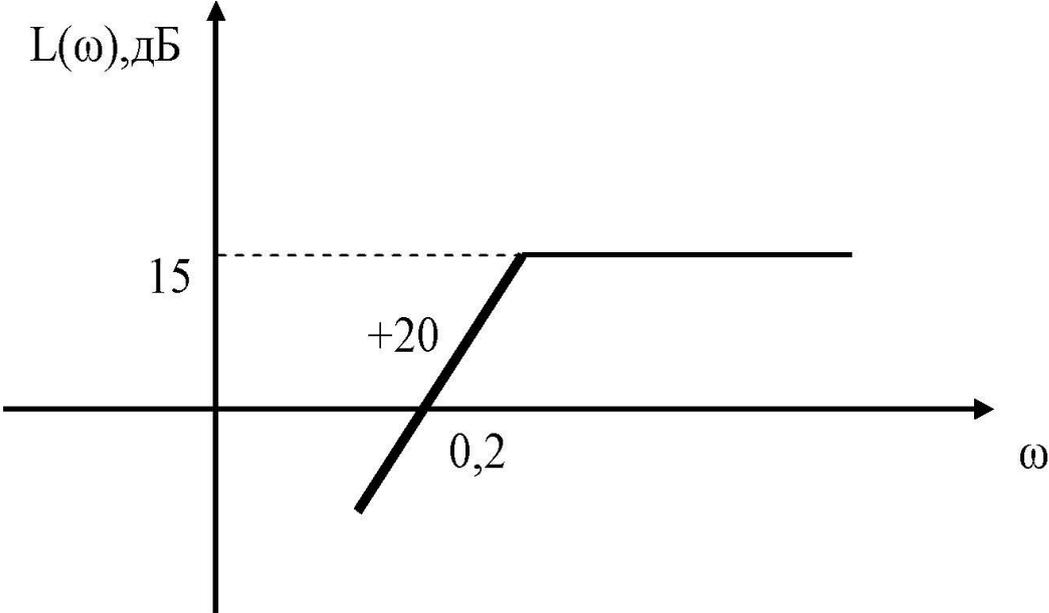
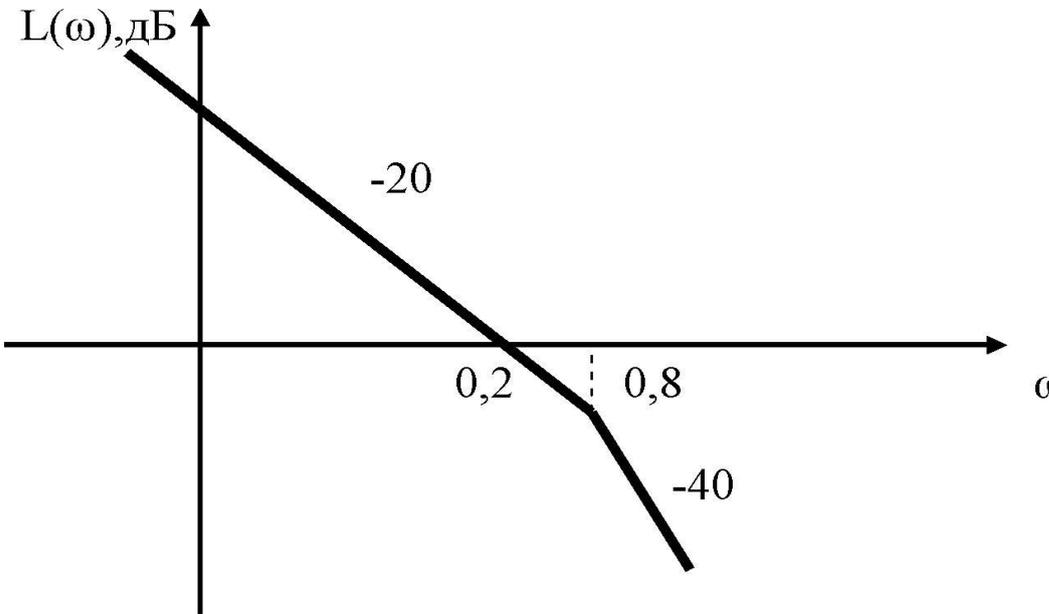
Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
26	 <p>The plot shows a horizontal line at 0 dB until $\omega = 0,04$, after which it slopes downward with a slope of -20 dB/decade.</p>
27	 <p>The plot shows a horizontal line at 40 dB until $\omega = 0,1$, then a slope of -20 dB/decade until $\omega = 0,5$, and finally a slope of -40 dB/decade.</p>

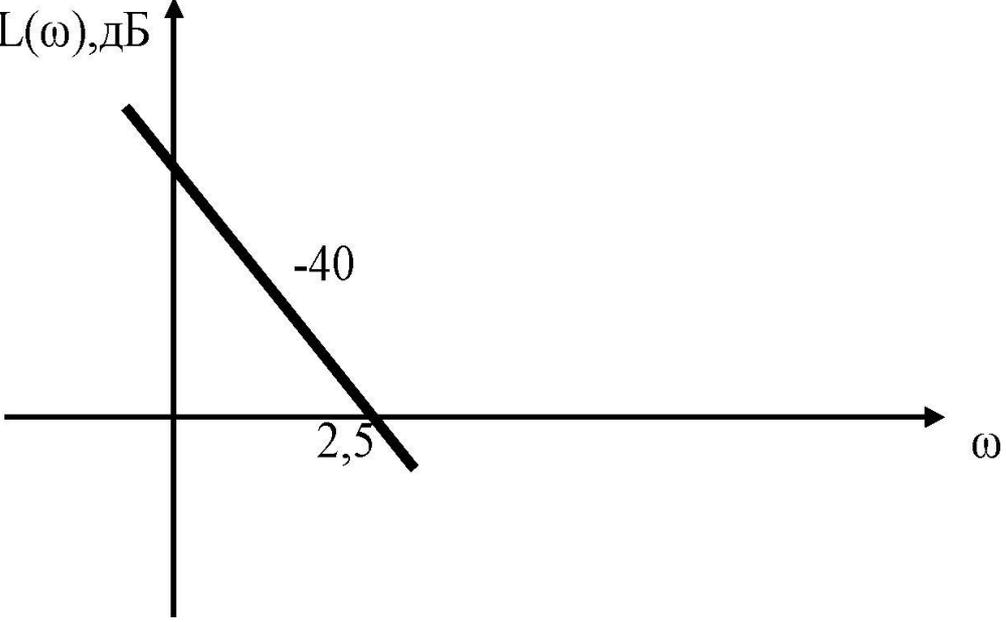
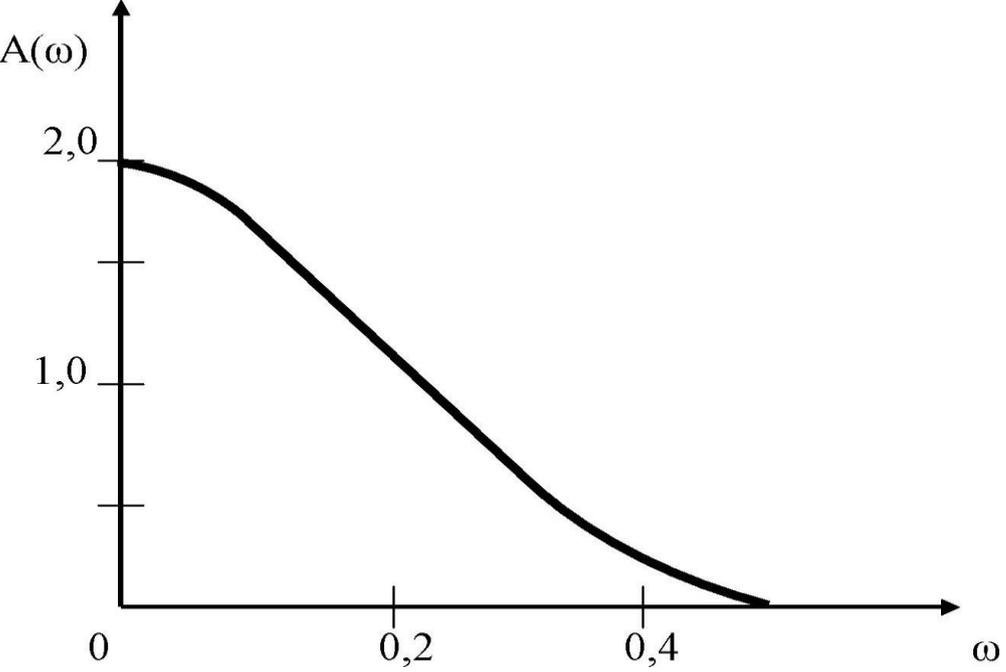
Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
28	 <p>The Bode magnitude plot shows the magnitude $L(\omega)$ in dB versus frequency ω. The solid line starts with a slope of -20 dB/decade. At $\omega = 0.5$, the slope changes to -40 dB/decade. A dashed line represents the asymptotic approximation, which has a slope of -20 dB/decade up to $\omega = 1.25$.</p>
29	 <p>The step response plot shows the output $h(t)$ versus time t in seconds. The plot is a straight line starting at the origin $(0,0)$ and increasing linearly. The horizontal axis has tick marks at 0, 5, 10, and 15. The vertical axis has tick marks at 0, 2, 4, and 6.</p>

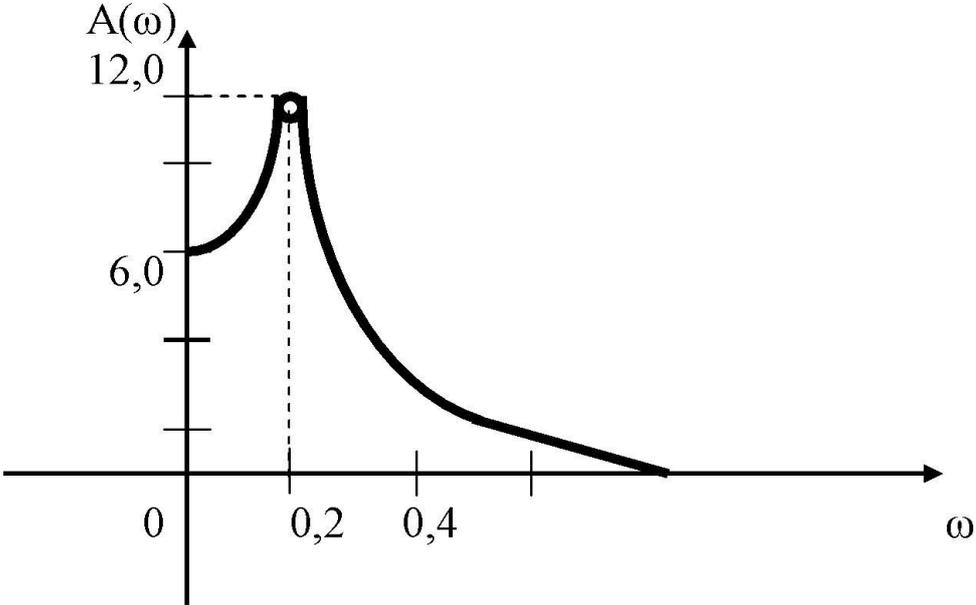
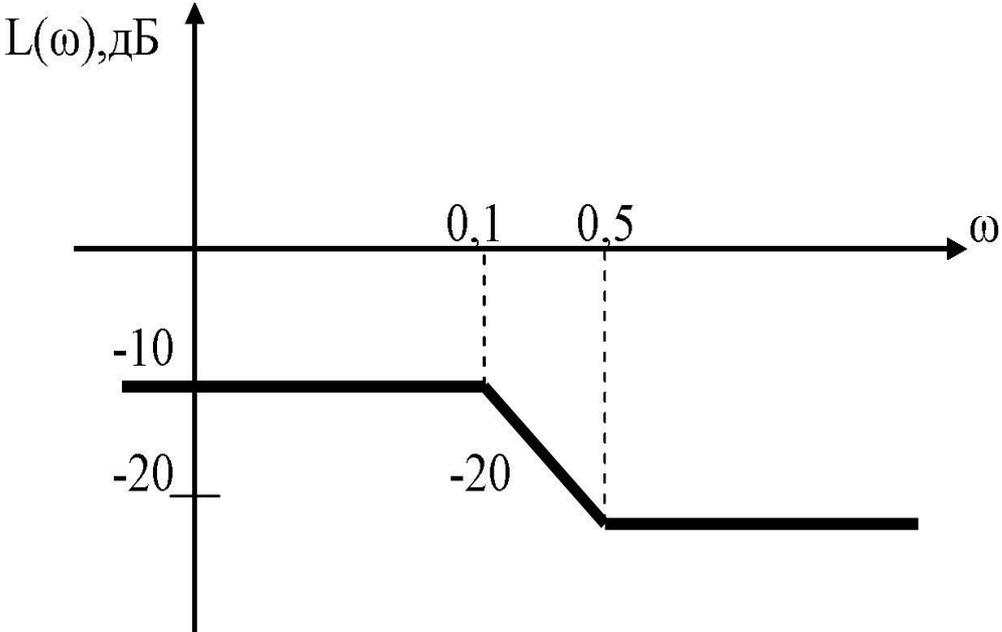
Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
30	 <p>The graph shows the step response $h(t)$ versus time t, c. The vertical axis $h(t)$ has tick marks at 5 and 10. The horizontal axis t, c has tick marks at 20 and 40. The curve starts at the origin, remains near zero until approximately $t=10$, then rises smoothly, passing through the point $(20, 5)$. A dashed tangent line is drawn at $t=20$. The curve continues to rise, passing through approximately $(40, 12)$.</p>
31	 <p>The graph shows the Bode magnitude plot $L(\omega), dB$ versus frequency ω. The vertical axis $L(\omega), dB$ has tick marks at 5 and 10. The horizontal axis ω has a tick mark at 0,2. The plot consists of a horizontal line at low frequencies, a resonance peak at $\omega = 0,2$ with a damping ratio $\xi = 0,3$, and a line with a slope of -40 dB/decade at high frequencies. A dashed vertical line connects the peak to the frequency axis at 0,2.</p>

Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
32	<p>Graph showing the magnitude characteristic $L(\omega)$ in dB versus frequency ω. The plot is a piecewise linear function. It starts with a horizontal segment at high frequencies, then drops vertically at $\omega = 2,5$ (indicated by a dashed line). From $\omega = 2,5$, the magnitude decreases with a slope of -20 dB/decade. The line crosses the horizontal axis at $\omega = 4,0$.</p>
33	<p>Graph showing the magnitude characteristic $L(\omega)$ in dB versus frequency ω. The plot is a single straight line with a slope of -20 dB/decade. The line crosses the horizontal axis at $\omega = 0,5$.</p>

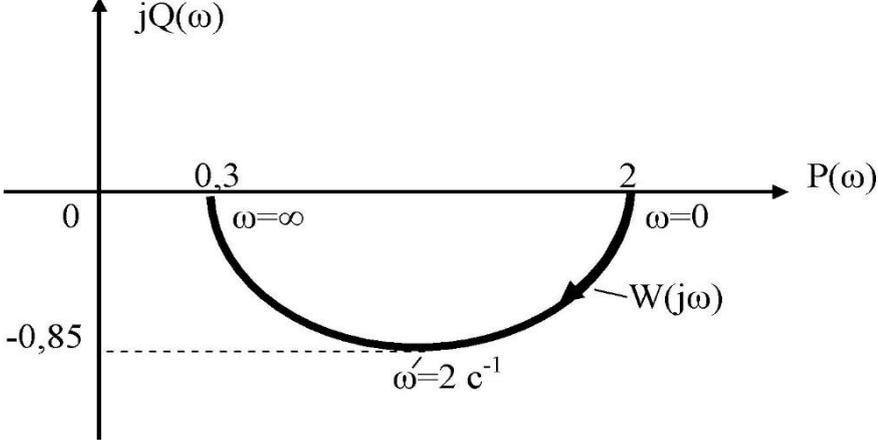
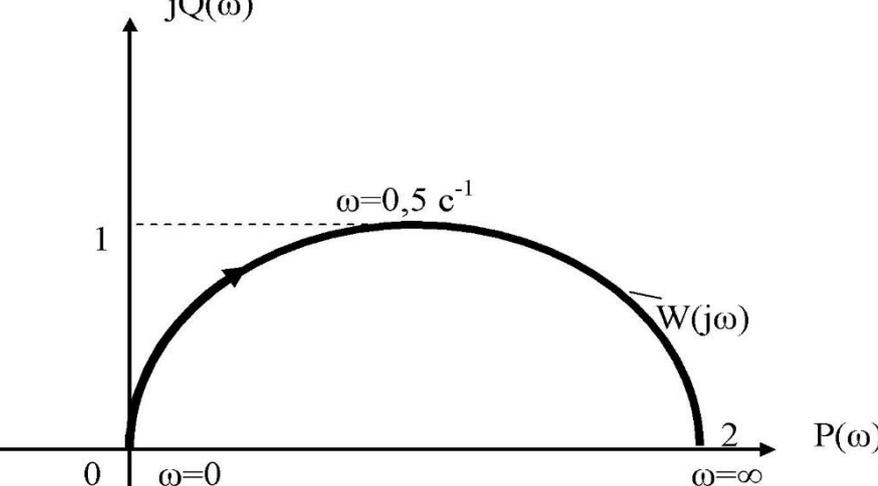
Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
34	<p>Graph showing the magnitude characteristic $L(\omega)$ in dB versus frequency ω. The plot consists of a line with a slope of $+20$ dB/decade starting from the bottom left, crossing the 0 dB axis, and reaching 16 dB at $\omega = 0,5$. From $\omega = 0,5$ onwards, the plot is a horizontal line at 16 dB.</p>
35	<p>Graph showing the magnitude characteristic $L(\omega)$ in dB versus frequency ω. The plot is a straight line with a slope of -20 dB/decade. A dashed line indicates that at $\omega = 1$, the magnitude is 8 dB.</p>

Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
36	 <p> $L(\omega), \text{дБ}$ ω 15 $+20$ $0,2$ </p>
37	 <p> $L(\omega), \text{дБ}$ ω -20 $0,2$ $0,8$ -40 </p>

Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
38	 <p>The graph shows a Bode magnitude plot. The vertical axis is labeled $L(\omega), \text{дБ}$ and the horizontal axis is labeled ω. A straight line with a slope of -40 is plotted. The line intersects the horizontal axis at $\omega = 2,5$.</p>
39	 <p>The graph shows a Bode magnitude plot. The vertical axis is labeled $A(\omega)$ and the horizontal axis is labeled ω. The curve starts at $A(0) = 2,0$ and decreases towards zero as ω increases. Tick marks are present at $0, 1,0, 2,0$ on the vertical axis, and at $0, 0,2, 0,4$ on the horizontal axis.</p>

Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
40	 <p>The graph shows the magnitude $A(\omega)$ on the vertical axis and frequency ω on the horizontal axis. The vertical axis has tick marks at 6,0 and 12,0. The horizontal axis has tick marks at 0, 0,2, and 0,4. The curve starts at $A(0) = 6,0$, rises to a peak of $A(0,2) = 12,0$ at $\omega = 0,2$, and then decays asymptotically towards zero as ω increases.</p>
41	 <p>The graph shows the magnitude $L(\omega)$ in dB on the vertical axis and frequency ω on the horizontal axis. The vertical axis has tick marks at -10 and -20. The horizontal axis has tick marks at 0,1 and 0,5. The plot consists of three segments: a horizontal line at $L = -10$ dB for $\omega < 0,1$; a line with a slope of -20 dB/decade for $0,1 < \omega < 0,5$; and a horizontal line at $L = -20$ dB for $\omega > 0,5$.</p>

Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
42	<p> $L(\omega), \text{дБ}$ ω 0,2 -10 -20 +20 </p>
43	<p> $L(\omega), \text{дБ}$ ω 0,5 1,0 -10 -30 +20 </p>

Номер варианта	Частотная (переходная) характеристика звена
44	
45	

Примечания:

1. Звенья в вариантах № 9, 15, 18 - 22, 24 - 28, 31, 32, 34, 36, 37, 39 - 43 являются минимально-фазовыми.
2. Звено в варианте № 39 описывается дифференциальным уравнением первого порядка.
3. Звенья в вариантах № 31, 40 описываются дифференциальным уравнением второго порядка.

Самостоятельная работа № 2. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ АЛГОРИТМИЧЕСКИХ СХЕМ

В соответствии с заданным вариантом (см. табл. 2.1) необходимо преобразовать исходную многоконтурную систему в одноконтурную с целью получения передаточных функций разомкнутого контура системы $W_{\text{рк}}(p)$ и замкнутой системы $\Phi_i(p)$ по заданным каналам воздействий. Преобразование алгоритмической схемы следует осуществлять последовательно, записывая передаточные функции эквивалентных соединений. Преобразование схемы проводят аргументировано, поясняя все действия, например, «перенесём узел разветвления сигналов 1 через звено $W_i(p)$ вперёд» или «перенесём сумматор 2 в сумматор 1 через звено $W_i(p)$ » и т.д. (см. табл. П. 1).

Передаточные функции разомкнутой и замкнутой систем следует записать через эквивалентные передаточные функции звеньев, не раскрывая последние.

Таблица 2.1

Алгоритмические схемы многоконтурных систем

Номер варианта	Алгоритмическая схема	Каналы воздействий
1		$X_3 - X$ $Z - X$
2		$X_3 - X$ $Z - X$

Номер варианта	Алгоритмическая схема	Каналы воздействий
3		$X_3 - X_1$ $Z - X$
4		$X_3 - X_1$ $Z - X_1$
5		$X_3 - X$ $Z - X$

Номер варианта	Алгоритмическая схема	Каналы воздействий
6		$X_3 - X$ $Z - X$
7		$X_3 - X$ $Z - \epsilon$
8		$X_3 - X$ $Z - X$

Номер варианта	Алгоритмическая схема	Каналы воздействий
9		$X_3 - X$ $Z - X$
10		$X_3 - X$ $Z - X$
11		$X_3 - X$ $Z - X$

Номер варианта	Алгоритмическая схема	Каналы воздействий
12		$X_3 - X_1$ $Z - X_2$
13		$X_3 - X_1$ $Z_1 - X_1$
14		$X_3 - X_1$ $Z - X_1$

Номер варианта	Алгоритмическая схема	Каналы воздействий
15		$X_3 - X$ $Z_1 - X$
16		$X_3 - X$ $Z - X$
17		$X_3 - X_1$ $Z - X_2$

Номер варианта	Алгоритмическая схема	Каналы воздействий
18		$X_3 - X$ $Z - X$
19		$X_3 - X$ $Z - X$
20		$X_3 - X$ $Z_1 - X$

Номер варианта	Алгоритмическая схема	Каналы воздействий
21		$X_3 - X_1$ $Z - X_1$
22		$X_3 - X_1$ $Z - X_1$
23		$X_3 - X_1$ $Z - X_1$

Номер варианта	Алгоритмическая схема	Каналы воздействий
24		$X_3 - X_2$ $Z - X_1$
25		$X_3 - X_1$ $Z - X_1$
26		$X_3 - X_1$ $Z - X_2$

Номер варианта	Алгоритмическая схема	Каналы воздействий
27	<p>The diagram for variant 27 shows a control system. Input X_3 enters a summing junction with a negative sign. The output of this junction goes to block W_{38}. The output of W_{38} enters another summing junction with a negative sign. The output of this second junction goes to block W_{39}. The output of W_{39} is labeled X_1. This signal X_1 enters a third summing junction with a negative sign. The output of this third junction goes to block W_{41}. The output of W_{41} enters a fourth summing junction with a negative sign. Input Z also enters this fourth junction with a positive sign. The output of the fourth junction goes to block W_{43}, which produces the final output X. There are two feedback paths: one from X through block W_{42} back to the second summing junction with a negative sign, and another from X through block W_{14} back to the first summing junction with a negative sign.</p>	$X_3 - X_1$ $Z - X$
28	<p>The diagram for variant 28 shows a control system. Input X_3 enters a summing junction with a negative sign. The output of this junction is labeled ϵ. This signal ϵ enters block W_2. The output of W_2 enters another summing junction with a negative sign. Input Z also enters this second junction with a positive sign. The output of the second junction goes to block W_5. The output of W_5 enters a third summing junction with a negative sign. The output of this third junction is the final output X. There are three feedback paths: one from X through block W_{38} back to the first summing junction with a negative sign, another from X through block W_{40} back to the second summing junction with a negative sign, and a third from X through block W_{28} back to the first summing junction with a negative sign.</p>	$X_3 - \epsilon$ $Z - X$
29	<p>The diagram for variant 29 shows a control system. Input X_3 enters a summing junction with a negative sign. The output of this junction is labeled ϵ. This signal ϵ enters block W_{23}. The output of W_{23} enters another summing junction with a negative sign. Input Z also enters this second junction with a positive sign. The output of the second junction goes to block W_7. The output of W_7 enters a third summing junction with a negative sign. The output of this third junction is the final output X. There are four feedback paths: one from X through block W_{26} back to the first summing junction with a negative sign, another from X through block W_{43} back to the second summing junction with a negative sign, another from X through block W_{33} back to the second summing junction with a negative sign, and a fourth from X through block W_{28} back to the second summing junction with a negative sign.</p>	$X_3 - \epsilon$ $Z - X$

Номер варианта	Алгоритмическая схема	Каналы воздействий
30	<p>The diagram for variant 30 shows a control system. The input X_3 enters a summing junction with a negative sign. The output of this junction is the error signal ε. ε passes through block W_8 and is subtracted from X_3 at another summing junction. The output of this second junction goes through block W_{24} to a third summing junction. Simultaneously, the output X is fed back through block W_{13} to a fourth summing junction, which also receives input from block W_{11}. The output of the fourth junction goes through block W_{10} and is subtracted from ε at the first summing junction. The output of the third junction goes through block W_{25} to a final summing junction, which also receives input from block Z. The output of this final junction is X.</p>	$X_3 - \varepsilon$ $Z - X$
31	<p>The diagram for variant 31 shows a control system. The input X_3 enters a summing junction with a negative sign. The output of this junction goes through block W_1 to another summing junction. The output of this second junction goes through block W_{25} to a third summing junction. Simultaneously, the output X is fed back through block W_{14} to the third summing junction. The output of the third junction goes through block W_{10} to a fourth summing junction. The output of the fourth junction goes through block W_{26} and is subtracted from X_3 at the first summing junction. The output of the third junction also goes through block W_2 and is subtracted from X_3 at the first summing junction. The output of the third junction also goes through block Z to a fifth summing junction, which also receives input from block W_{10}. The output of the fifth junction goes through block W_{14} to the final summing junction, which produces the output X.</p>	$X_3 - X$ $Z - X$
32	<p>The diagram for variant 32 shows a control system. The input X_3 enters a summing junction with a negative sign. The output of this junction goes through block W_{21} to another summing junction. The output of this second junction goes through block W_{19} to a third summing junction. Simultaneously, the output X is fed back through block W_{31} to the third summing junction. The output of the third junction goes through block W_{22} to a fourth summing junction. The output of the fourth junction goes through block W_{33} and is subtracted from X_3 at the first summing junction. The output of the third junction also goes through block Z to a fifth summing junction, which also receives input from block W_{33}. The output of the fifth junction goes through block W_{29} to the final summing junction, which produces the output X.</p>	$X_3 - X$ $Z - X$

Номер варианта	Алгоритмическая схема	Каналы воздействий
33		$X_3 - X$ $Z - X$
34		$X_3 - X$ $Z - \varepsilon$
35		$X_3 - X$ $Z - X$

Номер варианта	Алгоритмическая схема	Каналы воздействий
36		$X_3 - \varepsilon$ $Z - X$
37		$X_3 - X$ $Z - X$
38		$X_3 - X$ $Z - X$

Номер варианта	Алгоритмическая схема	Каналы воздействия
39	<p>The diagram for variant 39 shows a control system. The input X_3 enters a summing junction with a negative sign. The output of this junction goes to block W_5. The output of W_5 enters another summing junction with a negative sign, where a feedback signal Z is subtracted. The output of this second junction goes to block W_{23}. The output of W_{23} enters a third summing junction with a positive sign. The output of this third junction goes to block W_{40}, which then goes to block W_{41}. The output of W_{41} is the system output X. There are two feedback paths from X: one goes through block W_{26} to a summing junction with a positive sign, and another goes through block W_{10} to a summing junction with a positive sign. The outputs of these two summing junctions are added together and fed back to the second summing junction.</p>	$X_3 - X$ $Z - X$
40	<p>The diagram for variant 40 shows a control system. The input X_3 enters a summing junction with a negative sign. The output of this junction goes to block W_2. The output of W_2 enters a summing junction with a positive sign. The output of this junction goes to block W_{11}. The output of W_{11} enters a summing junction with a positive sign, where a feedback signal Z is added. The output of this summing junction is the system output X. There are two feedback paths from X: one goes through block W_{24} to a summing junction with a positive sign, and another goes through block W_{21} to a summing junction with a positive sign. The outputs of these two summing junctions are added together and fed back to the first summing junction. Additionally, the output of W_{24} goes to a summing junction with a positive sign, and the output of this junction goes to block W_3. The output of W_3 enters a summing junction with a positive sign, and the output of this junction goes to block W_{22}. The output of W_{22} enters a summing junction with a positive sign, and the output of this junction goes to block W_{21}.</p>	$X_3 - X$ $Z - X$

Самостоятельная работа № 3.
ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
РАЗОМКНУТЫХ СИСТЕМ

По заданной передаточной функции разомкнутого контура системы $W(p)$ (см.табл. 3.1) построить логарифмическую амплитудно-частотную характеристику (ЛАЧХ) $L(\omega)$ и фазо-частотную характеристику $\varphi(\omega)$.

Таблица 3.1

Исходные данные для построения характеристик

Номер варианта	Передаточная функция $W(p)$
1	$W(p) = \frac{10(p+1)}{(5p+1)(0,5p+1)(12p+1)p}$
2	$W(p) = \frac{5(p+2)}{(0,3p+1)(0,8p+1)(4p+1)(0,15p+1)}$
3	$W(p) = \frac{0,3(p+0,5)}{(10p+1)(0,3p+1)^2(15p+1)p}$
4	$W(p) = \frac{0,1(2p+1)}{p^2(0,4p+1)(11p+1)}$
5	$W(p) = \frac{(p+2)(p+1,25)}{(14p+1)(10p+1)(0,2p+1)}$
6	$W(p) = \frac{10(0,5p+1)}{p(p+1)^2(0,2p+1)^2}$
7	$W(p) = \frac{40(50p+1)}{p(2p+1)^2(100p+1)}$
8	$W(p) = \frac{100(0,02p+1)^2}{(0,5p+1)^2(0,01p+1)}$
9	$W(p) = \frac{8(p+2)}{p^2(0,02p+1)(8p+1)}$
10	$W(p) = \frac{p+1}{(10p+1)(3p+4)(0,2p+1)^2}$
11	$W(p) = \frac{4(0,2p+10)(p+2)}{(2p+4)(3p+0,5)(5p+4)^2}$

12	$W(p) = \frac{0.5(2p+4)(5p+4)}{p(p+1)(p+2)(p+3)}$
13	$W(p) = \frac{5p(p+0.4)}{(3p+1)^2(4p+0.5)(10p+1)}$
14	$W(p) = \frac{15(2p+3)}{p^2(8p+1)(0.4p+2)^2}$
15	$W(p) = \frac{0.5(4p+0.1)(2p+0.2)}{p(10p+1)(5p+0.4)(8p+1)}$
16	$W(p) = \frac{10(p+0.2)}{(20p+1)^2(4p+1)(3p+1)^2}$
17	$W(p) = \frac{100(p+1)}{(0.1p+1)(0.2p+1)(10p+1)(5p+1)}$
18	$W(p) = \frac{100(p+1)}{p(0.2p+1)(10p+1)(5p+1)}$
19	$W(p) = \frac{40(p+1)^2}{(10p+1)^3(5p+1)p}$
20	$W(p) = \frac{25(p+4)}{(0.2p+1)^2(0.4p+1)^2(10p+1)}$
21	$W(p) = \frac{4p(p+5)}{(10p+1)^2(3p+2)(4p+1)}$
22	$W(p) = \frac{2(p+5)}{(15p+1)(20p+1)(5p+1)(0.2p+1)}$
23	$W(p) = \frac{30(p+0.4)}{p(20p+1)(10p+1)(0.2p+1)}$
24	$W(p) = \frac{20(p+0.4)^2}{p^2(0.1p+1)(10p+1)}$
25	$W(p) = \frac{10(0.25p+1)}{(3p+5)(2p+1)(8p+1)p}$

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

ФГБОУ ВО «Уральский государственный горный университет»



УТВЕРЖДАЮ
И. о. проректора по учебно-методической работе
В. В. Зубов

МЕТОДИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ ОБУЧАЮЩИХСЯ

Б1.О.28 ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИКИ

Направление -

15.03.06 Мехатроника и робототехника

Профиль -

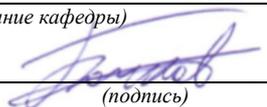
Мехатроника и робототехника промышленных производств

Одобрена на заседании кафедры

Автоматики и компьютерных технологий

(название кафедры)

Зав.кафедрой


(подпись)

Бочков В. С.

(Фамилия И.О.)

Протокол № 1 от 19.09.2024

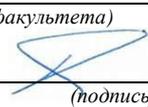
(Дата)

Рассмотрена методической комиссией

Горно-механического факультета

(название факультета)

Председатель


(подпись)

Осипов П. А.

(Фамилия И.О.)

Протокол № 2 от 18.10.2024

(Дата)

Екатеринбург

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	7
Модуль 1. Основы полупроводниковой электроники.....	8
1. Физические основы работы полупроводниковых приборов	9
1.1. Электропроводность полупроводников	9
1.2. Электрические переходы	15
1.3. Смещение p – n -перехода.....	19
1.4. Емкость p – n -перехода	22
1.5. Пробой p – n -перехода	23
1.6. Полупроводниковые диоды.....	25
2. Биполярные транзисторы	27
2.1. Структура и принцип действия биполярного транзистора	27
2.2. Физическая нелинейная модель транзистора и эквивалентные схемы	30
2.3. Способы включения биполярных транзисторов	34
2.4. Основные режимы работы транзистора	35
2.5. h -параметры биполярного транзистора.....	36
2.6. Основные параметры биполярных транзисторов	38
2.7. Транзисторы с инжекционным питанием	40
3. Полевые транзисторы	41
3.1. Транзистор с управляющим p – n -переходом.....	41
3.2. МДП (МОП)-транзисторы	45
3.3. МДП-транзисторы со встроенным каналом	49
3.4. Способы включения полевых транзисторов.....	51
3.5. Полевой транзистор как четырёхполюсник.....	51
3.6. МДП-структуры специального назначения	52
3.7. Нанотранзисторы	54
4. Электронные приборы с отрицательным дифференциальным сопротивлением	58
4.1. Туннельный и обращенный диоды	58
4.2. Двухбазовый диод (однопереходный транзистор).....	59
4.3. Лавинный транзистор.....	61
4.4. Динисторы и тиристоры.....	64
5. Компоненты оптоэлектроники	69
5.1. Излучающие диоды	71
5.2. Фоторезисторы.....	72
5.3. Фотодиоды.....	74
5.4. Фототранзисторы.....	76

5.5. Оптроны	77
6. Краткая характеристика индикаторов и лазеров	79
6.1. Вакуумные люминесцентные индикаторы	80
6.2. Электр люминесцентные индикаторы.....	82
6.3. Жидкокристаллические индикаторы	83
6.4. Полупроводниковые знаковосинтезирующие индикаторы.....	84
6.5. Дисплеи	86
6.6. Лазеры	87
Модуль 2. Основы аналоговой схемотехники электронных средств	92
7. Электронные усилительные устройства	92
7.1. Общие сведения об усилителях электрических сигналов.....	92
7.2. Основные параметры и характеристики усилителей.....	94
7.3. Усилительные каскады на биполярных транзисторах.....	101
7.4 Усилительные каскады на полевых транзисторах	110
7.5. Режимы работы усилительных каскадов	115
8. Усилители мощности и усилители постоянного тока.....	117
8.1. Усилители с трансформаторным включением нагрузки....	118
8.2. Безтрансформаторные двухтактные усилители	119
8.3. Усилители постоянного тока.....	121
8.4. Дифференциальный усилитель	125
8.5. Некоторые схемные решения, используемые в усилителях	129
9. Операционные усилители	133
9.1. Общие сведения	133
9.2. Идеальный операционный усилитель	134
9.3. Основные параметры и характеристики операционных усилителей	136
9.4. Обратные связи в усилительных устройствах.....	140
9.5. Примеры использования операционных усилителей и обратных связей в некоторых схемах.....	144
9.6. Области применения операционных усилителей в электронных схемах.....	150
10. Генераторы электрических колебаний и электронные ключи ...	151
10.1. Общие сведения	151
10.2. Генераторы гармонических сигналов.....	153
10.3. Кварцевые генераторы	155
10.4. Генераторы колебаний прямоугольной формы (мультивибраторы)	156

10.5. Импульсные сигналы	161
10.6. Электронные ключи	164
10.7. Использование МОП-ключей в электронных устройствах с переключаемыми конденсаторами.....	172
Модуль 3. Основы цифровой схемотехники электронных средств	179
11. Основы теории логических (переключательных) функций	179
11.1. Логические функции и элементы.....	179
11.2. Аксиомы, законы, тождества и теоремы алгебры логики (булевой алгебры)	183
11.3. Представление и преобразование логических функций....	186
11.4. Понятие о минимизации логических функций.....	188
11.5. Структура и принцип действия логических элементов.....	192
11.6. Основные параметры и характеристики логических элементов.....	196
12. Комбинационные логические устройства	201
12.1. Шифраторы и дешифраторы	202
12.2. Мультиплексоры и демультиплексоры	205
12.3. Сумматоры.....	208
12.4. Цифровой компаратор.....	210
12.5. Преобразователи кодов	211
12.6. Арифметико-логическое устройство	213
13. Триггеры и цифровые автоматы	214
13.1. Триггерная схема на двух усилительных каскадах.....	215
13.2. RS-триггеры на логических элементах.....	217
13.3. Разновидности RS-триггеров.....	222
13.4. JK-триггеры	227
13.5. D-триггер и T-триггер	229
13.6. Несимметричные триггеры.....	233
13.7. Цифровые автоматы	236
14. Регистры и счётчики	240
14.1. Общие сведения о регистрах	240
14.2. Сдвиговые регистры.....	243
14.3. Синхронные сдвиговые регистры с обратными связями	246
14.4. Функциональные узлы на базе регистров сдвига.....	248
14.5. Электронные счетчики	256
15. Запоминающие электронные устройства	262

15.1. Основные параметры и виды запоминающих устройств ..	262
15.2. Статические оперативные запоминающие устройства	264
15.3. Динамические оперативные запоминающие устройства ..	266
15.4. Энергонезависимые оперативные запоминающие устройства.....	267
15.5. Основные структуры оперативных запоминающих устройств.....	269
15.6. Постоянные запоминающие устройства	272
15.7. Структурная схема РПЗУ-ЭС (EPROM)	277
15.8. Постоянные запоминающие устройства РПЗУ-УФ.....	278
15.9. Условные обозначения микросхем и сигналов управления запоминающими устройствами (примеры УГО ЗУ).....	279
15.10. Флэш-память	281
16. Направления и перспективы развития электроники	284
Литература	288

ВВЕДЕНИЕ

Специалист в любой технической или научной области, тем более связанной с разработкой и применением электронных средств, должен уверенно ориентироваться в мире электроники.

Основное внимание в конспекте лекций уделено изложению принципов действия, свойств и характеристик как элементарных электронных приборов (диодов, транзисторов, микросхем и т.п.), так и электронных устройств и средств, их использующих.

Конспект лекций состоит из описания теоретического материала трёх модулей дисциплины, тематически связанных между собой.

В модуле 1 рассматриваются, в основном, принципы действия и характеристики дискретных электронных приборов, а модули 2 и 3 посвящены основам схемотехники простейших электронных средств.

МОДУЛЬ 1. ОСНОВЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Электроника – отрасль науки и техники, изучающая законы взаимодействия электронов и других заряженных частиц с электромагнитными полями и разрабатывающая методы создания электронных приборов, в которых это взаимодействие используется для преобразования электромагнитной энергии с целью передачи, обработки и хранения информации, автоматизации производственных процессов, создания аппаратуры, устройств и средств контроля, измерения и управления [25].

Различают три основных направления электроники (рис. 1.1).



Рис. 1.1. Основные направления электроники

С точки зрения применения электронных приборов и устройств в настоящее время наибольшее развитие и распространение получила техническая электроника: аналоговая и цифровая (рис. 1.2).



Рис. 1.2. Основные направления технической электроники

Информационная электроника составляет основу электронно-вычислительной и информационно-измерительной техники и устройств автоматики. На базе информационной электроники разрабатываются и изготавливаются электронные устройства получения, обработки, передачи, хранения и использования информации, устройства управления различными объектами и технологическими процессами.

1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

1.1. Электропроводность полупроводников

Полупроводниками называют материалы, удельное сопротивление которых при комнатной температуре (25 – 27 °С) находится в пределах от 10^{-5} до 10^{10} Ом·см и занимающими промежуточное положение между металлами и диэлектриками (металлы ток пропускают, диэлектрики – нет) [8]. Сейчас известно множество полупроводников, их больше, чем металлов и диэлек-

триков. Наиболее известны из полупроводников Si , Ge , Se , GaS – арсенид галлия. Существенным свойством полупроводника является возможность в широких пределах изменять свою проводимость под действием температуры, облучения и введения примесей.

Удовлетворительное объяснение этому явлению дает теория электропроводности, согласно которой атом вещества состоит из ядра, окруженного облаком электронов [8]. Электроны находятся в движении на некотором расстоянии от ядра в пределах слоев (оболочек), определяемых их энергией. Каждому из этих слоев можно поставить в соответствие определенный *энергетический уровень* электрона, причем чем дальше электрон находится от ядра, тем выше его энергетический уровень. Совокупность уровней образует *энергетический спектр*. Если электрон переходит с одного энергетического уровня на другой, то происходит либо выделение, либо поглощение энергии, причем это делается порциями – *квантами*.

В структуре атомов можно выделить оболочки, которые полностью заняты электронами (внутренние оболочки) и незаполненные оболочки (внешние). Электроны внешних оболочек слабее связаны с ядром и легче вступают во взаимодействие с другими атомами. Электроны внешних оболочек называют *валентными*.

Для полупроводниковых материалов характерно кристаллическое строение, при котором между атомами возникают так называемые *ковалентные связи* за счет «присвоения» соседних валентных электронов. Это наглядно можно показать на плоской модели кристаллической решетки, например для четырехвалентного германия Ge (рис. 1.3).

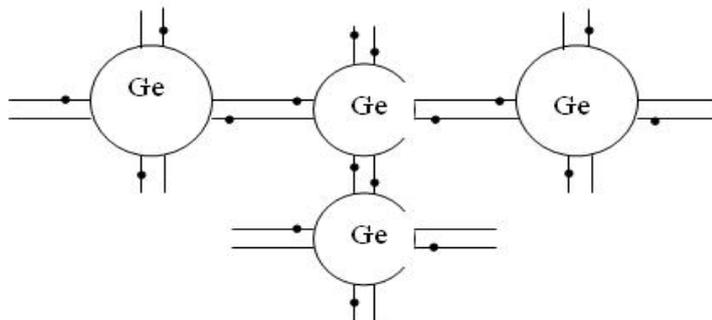


Рис. 1.3. Плоская модель кристаллической решетки Ge

Атомы связаны между собой, т.е. их электроны находятся на взаимозависимых энергетических (расщепленных) уровнях, при этом

на каждом уровне (для Ge) находится не более двух электронов. Совокупность энергетических уровней, на которых могут находиться электроны, называют *разрешенными зонами*. Между ними будут в этом случае располагаться *запрещенные зоны*, т.е. энергетические уровни, на которых электроны находиться не могут. В соответствии с зонной теорией по отношению к энергетическим состояниям (уровням) электронов различают *валентную зону*, *запрещенную зону*, *зону проводимости*. В такой интерпретации можно более определенно разделить все вещества на три большие группы: металлы, полупроводники, диэлектрики (рис. 1.4).



Рис. 1.4. Зонные диаграммы веществ

Зона проводимости – это совокупность расщепленных энергетических уровней, на которые может переходить электрон в процессе взаимодействия атомов или воздействия на атом, например, при нагреве, облучении и т.п.

У полупроводников при некотором значении температуры часть электронов приобретает энергию тепла и оказывается в зоне проводимости. Эти электроны «делают» полупроводник электропроводным. Если электрон «покидает» валентную зону, то образуется свободный энергетический уровень, как бы вакантное место (состояние), которое назвали «дыркой». Валентные электроны соседних атомов могут переходить на эти свободные уровни, при этом создают дырки в других атомах. Такое перемещение электронов рассматривается как движение *положительных зарядов* – «дырок». Соответственно электропроводность, обусловленная движением электронов называется *электронной*, а движением дырок – *дырочной*. У абсолютно чистого и однородного вещества свободные электроны и дырки образуются попарно.

Процесс образования положительных и отрицательных зарядов в теле полупроводника можно представить следующим образом. Например, фотон выбивает электрон с его энергетического уровня, электрон становится свободным, а атом приобретает положительный заряд (становится положительно заряженным ионом). Процесс образования пары электрон – «дырка» называют *генерацией* зарядов, обратный процесс – *рекомбинацией* (рис. 1.5).

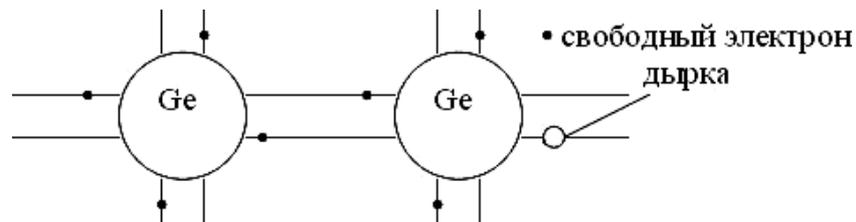


Рис. 1.5. Процессы генерации и рекомбинации

Движение зарядов, обусловленное тепловой энергией, называют *диффузией*. Средний промежуток времени между генерацией и рекомбинацией характеризует так называемое время жизни носителей заряда, а расстояние, которое успевает преодолеть заряд за это время, называется *диффузионной длиной*. Эти характеристики используются для сравнения различных полупроводниковых (ПП) веществ между собой.

Собственная электропроводность полупроводников. Приложим к образцу ПП вещества электроды источника постоянного тока, т.е. создадим в нём электрическое поле с напряженностью E . В этом случае по законам электродинамики электроны и дырки должны перемещаться. Возникнут два встречно направленных потока движения носителей зарядов, в цепи потечет ток, носящий название *ток дрейфа* (*дрейфовый ток*) (рис. 1.6).

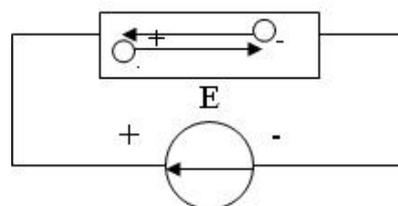


Рис. 1.6. Возникновение тока в полупроводнике

Плотности токов определяются следующим образом:

$$j_n = q_n \cdot n \cdot \mu_n \cdot E; \quad j_p = q_p \cdot p \cdot \mu_p \cdot E, \quad (1.1)$$

где j_n, j_p – плотности токов, созданных соответственно электронами и дырками;

q_n, q_p – заряды электрона и дырки; $q_n = -1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл;

n, p – удельная концентрация зарядов (количество в единице объема);

μ_n, μ_p – подвижность зарядов, т.е. средняя скорость зарядов под действием электрического поля с напряжённостью поля $E = 1$ В/см.

Результирующая плотность дрейфового тока:

$$j_{\text{дрейф}} = E(q_n \cdot n \cdot \mu_n + q_p \cdot p \cdot \mu_p), \quad (1.2)$$

а удельная электропроводность полупроводника:

$$\sigma = j_{\text{дрейф}} E = q_n \cdot n \cdot \mu_n + q_p \cdot p \cdot \mu_p. \quad (1.3)$$

Выражение (1.3) показывает, что удельная собственная электропроводность полупроводника зависит от концентрации зарядов и их подвижности.

Примесная электропроводность полупроводника. Известно, что электропроводность полупроводника зависит от наличия примесей, которые могут быть двух видов: акцепторные и донорные. В структуре вещества примесные атомы «замещают» основные атомы кристаллической решетки, образуя ковалентные связи. Однако, если валентности основного материала и примесного разные, то могут быть два случая (рис. 1.7).

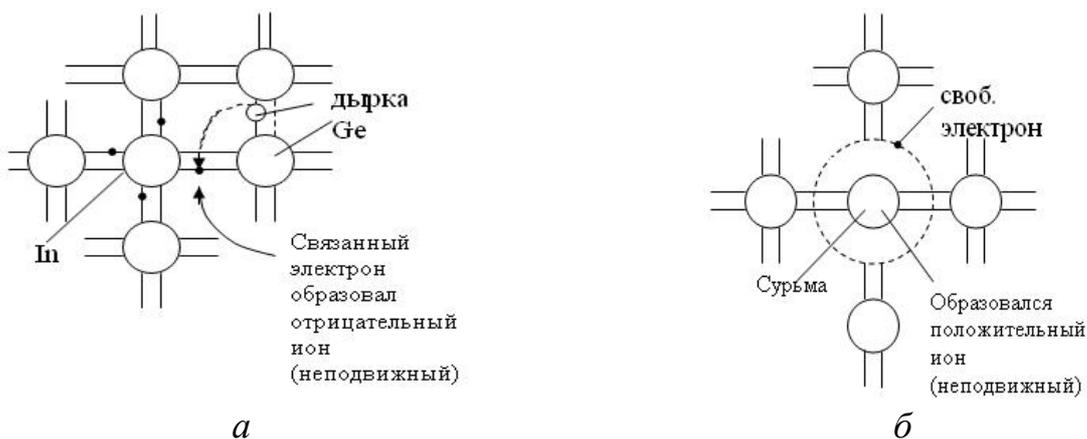


Рис. 1.7. Иллюстрация образования положительных (а) и отрицательных (б) зарядов

Первый случай – валентность примеси меньше, чем у основного материала, например Ge – четырехвалентный, а In – трехвалентный (рис. 1.7, а) В этом случае, чтобы образовать кристаллическую решетку, In «отбирает» один электрон у атома Ge, связывая его в ковалентные связи. Образуется «свободная» дырка – положительно заря-

женный атом Ge. Такой вид примеси называется *акцепторным*. В этом случае полупроводник приобретает дырочную электропроводность и его называют *полупроводник p-типа*.

Второй случай возникает, если валентность примеси больше, чем валентность основного материала (рис. 1.7, б). В этом случае оказывается «свободным» электрон, материал приобретает электронную электропроводность и его называют *полупроводник n-типа*, а примесь – *донорного типа*.

Если обозначить E_C – нижнюю границу зоны проводимости, E_V – верхнюю границу валентной зоны, то $E_C - E_V = \Delta E$ – ширина запрещенной зоны, а E_e – середина запрещенной зоны. Зонные диаграммы для рассмотренных двух случаев будут иметь вид, представленный на рис. 1.8.

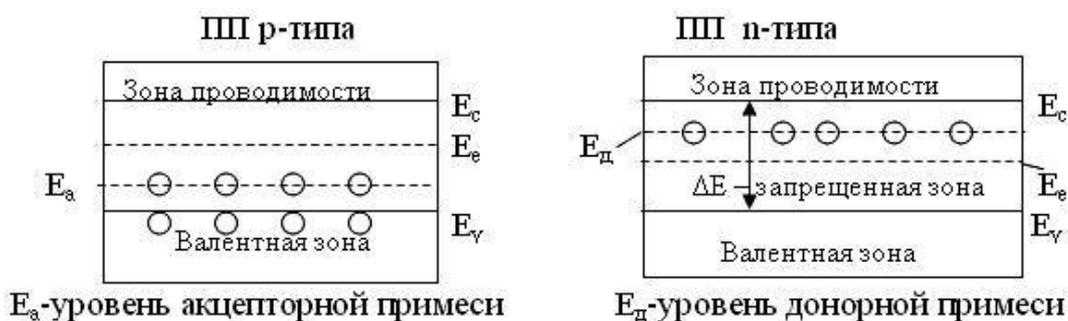


Рис. 1.8. Зонные диаграммы ПП для разных видов примесей

Часто в теории полупроводников взаимодействие и свойства зарядов характеризуются не самой энергией E , а потенциалом, определяемым, как отношение энергии к величине заряда электрона:

$$\phi = E/q.$$

В расчетах используется так называемый *температурный потенциал*, который рассчитывается по формуле:

$$\phi_T = \frac{K \cdot T}{q}, \tag{1.4}$$

где K – постоянная Больцмана, $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж · К⁻¹,

T – абсолютная температура, °К.

Доказано [8], что

$$n \cdot p = N_c \cdot N_v \cdot e^{-\frac{\Delta E}{K \cdot T}} = \text{const}, \tag{1.5}$$

где ΔE – ширина запрещенной зоны.

Таким образом, произведение концентраций носителей зарядов есть величина постоянная при заданной температуре. Здесь N_c и N_v – эффективные плотности состояний соответственно в зоне проводимости и валентной зоне, определяемые массами зарядов и температурой.

Обычно при анализе свойств полупроводников используют *потенциал Ферми*, определяющий энергетические уровни электронов и дырок по отношению к ширине запрещенной зоны и зависящий от концентрации примесей.

$$\varphi_{Fn} = \varphi_E + \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{N_d}{n_i} \right), \quad \varphi_{Fp} = \varphi_E - \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{N_a}{p_i} \right), \quad (1.6)$$

где N_d, N_a – соответственно концентрации донорной и акцепторной примесей;

n_i, p_i – концентрации собственных носителей зарядов;

$\varphi_E = \frac{(E_c - E_v)}{2 \cdot q}$ – так называемый *электростатический потенциал*

(потенциал середины запрещенной зоны).

1.2. Электрические переходы

Электрический переход – это граничный слой между двумя областями материалов, физические характеристики которых различаются. Переходы могут быть: электронно-дырочные (*p-n-переходы*); электронно-электронные (*n⁺-n-переходы*); дырочно-дырочные (*p⁺-p-переходы*). Знак (+) показывает, что одна область перехода имеет повышенную концентрацию соответствующих носителей.

Широко используются *гетеропереходы*, в которых полупроводниковые материалы (от греч. heteros – другой) имеют различную ширину запрещенной зоны, а также (*p-i, n-i, p-i-n-переходы*), в которых в одной области проводимость собственная, в другой – примесная.

Переходы металл-полупроводник. Свойства этих переходов играют важную роль в электронных приборах, так как электрические выводы от полупроводниковой части микросхем выполняют металлическими проводниками, которые должны допускать хотя бы кратковременное воздействие на них высоких температур при пайке. Электрические переходы образуются не механическим соединением,

а по специальным технологиям. Рассмотрим упрощенную картину процессов на границе металл-полупроводник p -типа. Обозначения, принятые на рис. 1.9, имеют следующий смысл: φ_{Fm} , φ_{Fr} – потенциалы Ферми для металла и полупроводника; φ_E – потенциал середины запрещенной зоны; φ_C , φ_V – соответственно потенциалы нижней границы зоны проводимости и потенциал верхней границы валентной зоны полупроводника.

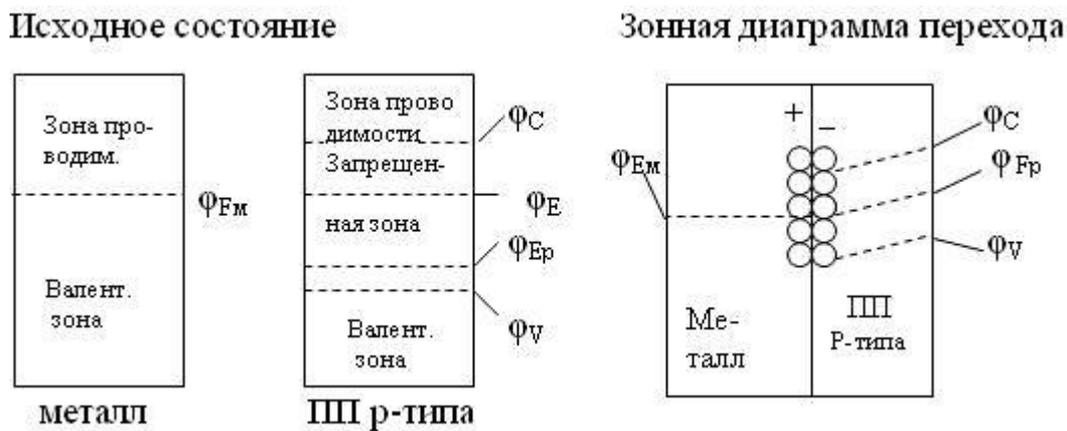


Рис. 1.9. Образование перехода металл-полупроводник

Образование перехода металл-полупроводник обусловлено следующим: $\varphi_{Fm} > \varphi_{Fr}$, поэтому электроны проникают в приграничную область полупроводника p -типа, там рекомбинируют с дырками, образуя слой отрицательно заряженных ионов и оставляя в граничном слое металла положительные ионы. В результате у границы образуется свое *внутреннее электрическое поле*, «вытягивающее» электроны из металла и не препятствующее переходу электронов из полупроводника в металл.

Процесс будет идти до тех пор, пока не станут равными потенциалы Ферми и не установится динамическое равновесие. При этом результирующий ток равен нулю, так как образовавшееся электрическое поле препятствует прохождению основных носителей зарядов, а потоки встречного движения зарядов будут одинаковы. У границ контакта образуются объемные заряды, появляется *контактная разность потенциалов*. В полупроводнике концентрация дырок в приграничном слое уменьшится [$n \cdot p = \text{Const}$, см. (1.5)], поэтому этот слой будет иметь повышенное удельное сопротивление.

Приложим к такому переходу внешнее электрическое поле: «+» источника э.д.с. E подключим к полупроводнику, а «-» к металлу. В этом случае внешнее электрическое поле будет направлено встречно внутреннему полю $E_{\text{внутр}}$, созданному зарядами в области перехода

металл-полупроводник (рис. 1.10). Сопротивление приконтактного слоя уменьшится и через переход потечёт ток.

Если сменить полярность внешнего источника, то внешнее электрическое поле еще более увеличит сопротивление приконтактного слоя.

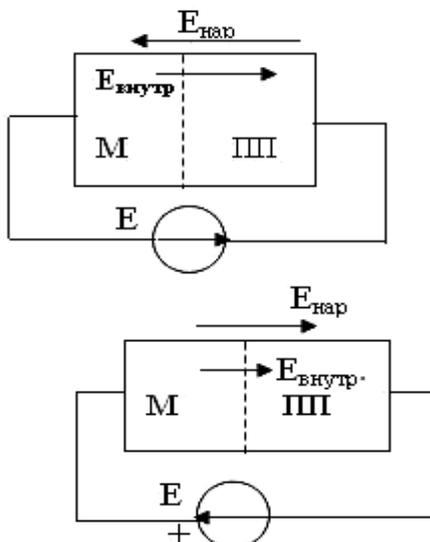


Рис. 1.10. Переход металл (М) – ПП с внешним электрическим полем

В этом случае оба поля не препятствуют прохождению через барьер неосновных носителей заряда, однако их концентрация очень мала и ток ничтожно мал. Таким образом, переход между металлом и полупроводником не одинаково пропускает ток при разной полярности приложенного напряжения. Такой переход назван *барьером Шоттки*. Его главное свойство в том, что он обладает *вентильным* свойством (*односторонней проводимостью*), т.е. пропускает ток только в одном направлении. Аналогичное явление наблюдается, если рассмотреть контакт металла с полупроводником *n*-типа, у которого уровень Ферми выше, чем у металла.

Для практики особо важен случай, когда уровень Ферми металла меньше уровня Ферми ПП *p*-типа, либо выше уровня Ферми ПП *n*-типа. В этом случае граничный слой будет обогащаться основными носителями зарядов и удельное сопротивление граничного слоя понижается. Это явление используется для обеспечения малого переходного сопротивления (омического контакта) в месте присоединения металлических выводов к кристаллу полупроводника.

p-n-переход. *p-n*-переход – это переход между двумя областями полупроводника, имеющими различный тип проводимости. Если концентрации зарядов одинаковы ($p_p \sim n_n$), то переход называется

симметричным. Обычно $n_n \gg p_p$ или $p_p \gg n_n$ (в 100 – 1000 раз) – такие переходы несимметричны.

Рассмотрим явления в p – n -переходе (рис. 1.11), например, если $p_p \gg n_n$.

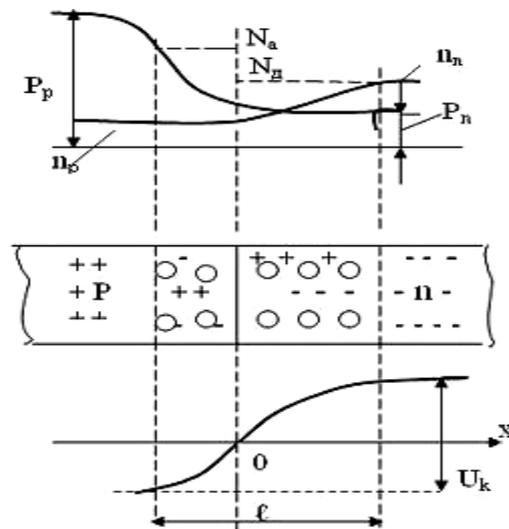


Рис. 1.11. p – n -переход без внешнего электрического поля

Так как концентрация дырок p -области больше, то дырки диффундируют из p -области в n -область, рекомбинируют с электронами этой области и создают в приграничной n -области повышенную концентрацию ионов донорной примеси (положительных зарядов). Электроны из n -области перемещаются в p -область, где их концентрация мала ($n_p \ll n_n$) и рекомбинируют с дырками, создавая повышенную концентрацию отрицательных ионов акцепторной примеси в приграничной p -области. Перемещение происходит до выравнивания потенциалов (уровней) Ферми приграничных областей.

Область образовавшихся неподвижных пространственных зарядов (ионов) называется *областью p – n -перехода*. В этой области концентрации основных носителей зарядов понижены, следовательно удельное сопротивление p – n -перехода выше, чем вдали от перехода. За пределами p – n -перехода заряды взаимно компенсируют друг друга, т.е. полупроводник в целом остается нейтральным. Поле, созданное объемными зарядами, уменьшает поток дырок из области p в область n и поток электронов из области n в область p , однако не препятствует потоку электронов из p области в n и потоку дырок из области n в область p , т.е. поле не препятствует прохождению неосновных носителей через переход. Эти носители имеют тепловое проис-

хождение. Суммарная плотность тока равна нулю, так как потоки основных носителей уравновешивают друг друга.

Таким образом, в зоне p - n -перехода образуется разность потенциалов, которую называют *потенциальным барьером* либо *контактной разностью потенциалов* U_k .

С некоторыми упрощениями [8] можно считать, что значение U_k зависит от концентрации зарядов:

$$U_k = \varphi_T \ln \left(\frac{N_a \cdot N_d}{n_i} \right), \quad (1.7)$$

где N_a и N_d – соответственно концентрации акцепторной и донорной примесей;

n_i – собственная концентрация электронов.

Принято считать, что для германия (Ge) $U_k \approx 0,3B$, для кремния (Si) $U_k \approx 0,7B$.

1.3. Смещение p - n -перехода

Смещением p - n -перехода называют подачу на переход напряжения постоянного тока. Если «+» источника приложить к области p , а «-» к области n (непосредственно или через другие элементы), то считается, что на переход подано *прямое смещение*. В этом случае потенциальный барьер уменьшится и станет равным $U_1 = U_k - U$ (рис. 1.12). Условный исходный размер p - n -перехода l_0 уменьшится ($l_{см}$ на рис. 1.12) вместе с уменьшением потенциального барьера ($U_1 < U_k$).

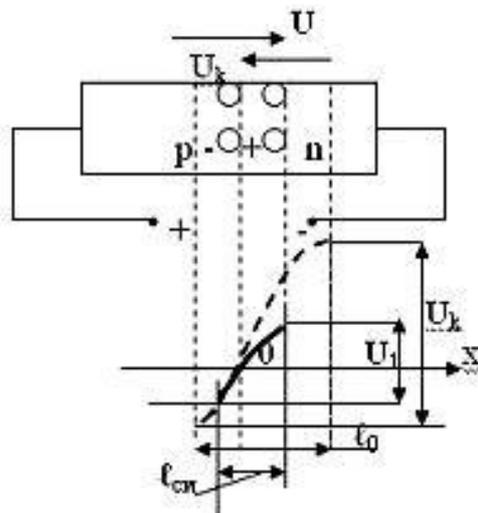


Рис. 1.12. p–n-переход при прямом смещении

Картина сохраняется до тех пор, пока $|U_k| > |U|$, ток будет еще мал. Расчетный (условный) размер смещённого p–n-перехода:

$$l_{см} = n \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0(U_k - U)}{qN_d}}. \quad (1.8)$$

Ток увеличится незначительно, так как обусловлен диффузионным движением носителей заряда, перемещение которых увеличивается с уменьшением размера перехода и барьера.

Если $U_k = U$, барьер исчезает, ток диффузии увеличивается, через барьер течет ток, называемый *прямым током*. Прямой ток обусловлен токами *дрейфа и диффузии*.

Ток диффузии обусловлен разностью концентраций носителей, а *ток дрейфа* – приложенным напряжением и сопротивлением p–n-перехода. Здесь наблюдается явление *инжекции* – введение носителей заряда через переход в ту область, где эти заряды не являются основными (электронов из n-области в p-область и дырок из p-области в n-область), из области с большей концентрацией в область с малой концентрацией. Инжекция зарядов происходит из области с малым удельным сопротивлением в область с большим удельным сопротивлением.

Инжектирующий слой с большой концентрацией зарядов (малым удельным сопротивлением) называют *эмиттером*. Слой с малой удельной концентрацией зарядов (большим удельным сопротивлением) называют *базой*.

Установлено, что прямой ток основных носителей заряда, возникающий за счет снижения потенциального барьера, связан с приложенным напряжением экспоненциальным соотношением:

$$I_t' = I_{t0} \cdot e^{\frac{u}{\varphi T}}, \quad (1.9)$$

где I_{t0} – ток, протекающий через p–n-переход, находящийся в равновесном состоянии (*тепловой ток, обратный ток насыщения*).

Однако существует и ток диффузии, направленный встречно, обусловленный тепловым состоянием. Тогда можно считать, что

$$I_{np} = I_t' - I_{t0} = I_{t0} \cdot (e^{\frac{u}{\varphi T}} - 1), \quad (1.10)$$

где I_{np} – прямой ток через барьер. Особую роль играет ток I_{t0} – обратный ток насыщения. Экспериментально доказано, что он экспоненциально зависит от температуры.

Обратное смещение p – n -перехода. Приложим «+» к n -области, а «–» к p -области полупроводника, т.е. обеспечим обратное смещение на p – n -переходе (рис. 1.13). Теперь потенциальный барьер увеличится ($U_1=U_k + U$), движение основных зарядов будет затруднено. Ток через переход будет обусловлен неосновными носителями зарядов, которые «вытягиваются» из областей полем обратной полярности. Этот процесс называется «экстракцией». В результате через обратносмещённый переход будет протекать малый *обратный ток*.

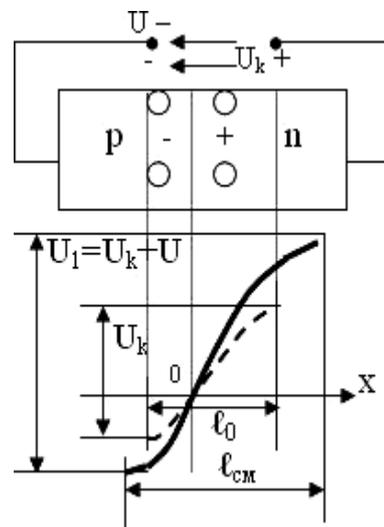


Рис. 1.13. p – n -переход при обратном смещении

Величину обратного тока через переход определим аналогично (1.10), учитывая, что приложенное напряжение значительно больше величины теплового потенциала ($U \gg \phi_t$).

Тогда обратный ток определится по формуле:

$$I_{np} = I_{t0} \cdot \left(e^{\frac{u}{\phi_t}} - 1 \right) \approx -I_{t0} \quad (1.11)$$

По выражениям 1.10, 1.11 можно сделать вывод о том, что p – n -переход обладает *вентильным* свойством, которое заключается в том, что при прямом смещении через переход протекает прямой ток, зависящий от приложенного напряжения по экспоненциальному закону, а в случае обратного смещения через p – n -переход течет ма-

лый обратный ток (тепловой ток), который практически от напряжения не зависит, но увеличивается по экспоненциальному закону с увеличением температуры.

Условный исходный размер $p-n$ -перехода l_0 при наличии обратного смещения возрастает до величины $l_{см}$ (рис. 1.13) вместе с увеличением потенциального барьера ($U_1 > U_k$).

Зависимость тока через $p-n$ -переход от приложенного к нему напряжения называют *вольт-амперной характеристикой (ВАХ) $p-n$ -перехода* (рис. 1.14).

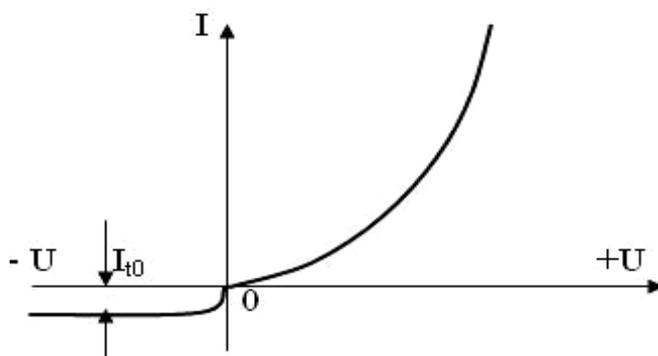


Рис. 1.14. Идеализированная ВАХ $p-n$ -перехода

1.4. Емкость $p-n$ -перехода

Рассматривая электропроводность $p-n$ -перехода при приложении к нему внешнего электрического поля, можно видеть, что толщина $p-n$ -перехода изменяется (модулируется), а по обе стороны границы перехода имеются объемные электрические заряды. Следовательно, $p-n$ -переход должен обладать определенной емкостью. Различают две составляющих емкости: *барьерную*, отражающую перераспределение зарядов в $p-n$ -переходе, и *диффузионную*, отражающую перераспределение зарядов вблизи $p-n$ -перехода. При прямом смещении проявляется в основном диффузионная емкость $C_{диф}$. При обратном смещении большую роль играет барьерная емкость $C_{бар}$ [2].

Емкость $C_{бар}$ обусловлена наличием в $p-n$ -переходе ионов донорной и акцепторной примесей, как бы образующих две обкладки конденсатора:

$$C_{бар} = \left(\epsilon \epsilon_0 \cdot \frac{S}{l_{см}} \right) \cdot n \sqrt{\frac{U_k}{U_k + |U|}}, \quad (1.12)$$

где U_k — значение контактной разности потенциалов;

U – приложенное напряжение;

l_0 – толщина p – n перехода при $U = 0$;

– относительная диэлектрическая проницаемость материала;

ϵ_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума;

S – площадь поперечного сечения p – n -перехода;

$n = 2$ для резких переходов, $n = 3$ для плавных переходов.

С увеличением приложенного обратного напряжения барьерная емкость $C_{бар}$ уменьшается из-за увеличения толщины перехода. Величина $C_{диф}$ отражает физический процесс изменения концентрации подвижных носителей заряда, накопленных вследствие изменения концентраций инжектированных носителей при изменениях приложенного напряжения. $C_{диф}$ значительно меньше $C_{бар}$ и очень слабо зависит от приложенного напряжения. Зависимость барьерной ёмкости от напряжения (рис. 1.15) ощутимее, поэтому часто используется в электронике.

$C_{диф}$ зависит от величины прямого тока, протекавшего через p – n -переход в момент начала изменения приложенного напряжения. Это имеет важное значение при изготовлении быстродействующих полупроводниковых приборов.

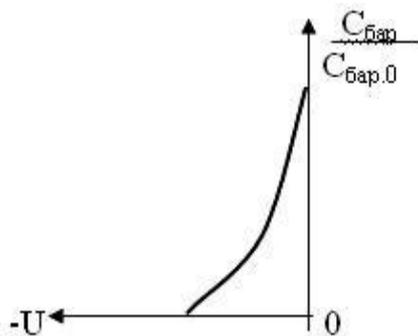


Рис. 1.15. Зависимость $C_{бар}(U)$ при обратном смещении p – n -перехода

1.5. Пробой p – n -перехода

Пробоем называется значительное уменьшение сопротивления перехода при обратном смещении, сопровождающееся возрастанием обратного тока. Различают три вида пробоя: туннельный, лавинный и тепловой.

Туннельный пробой обусловлен туннельным эффектом, т.е. прохождением электронов сквозь потенциальный барьер (из валентной зоны одного полупроводника в зону проводимости другого), высота которого больше, чем энергия носителей заряда (рис. 1.16) [9].

В этом случае энергетические зоны искривляются настолько, что $\varphi_{vp} > \varphi_{cp}$, т.е. энергия электронов валентной зоны полупроводника p -типа становится равной энергии электронов зоны проводимости полупроводника n -типа.

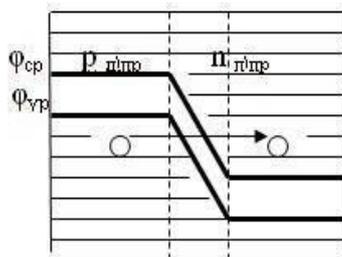


Рис. 1.16. Зонные диаграммы при туннельном пробое

Лавинный пробой вызывается ударной ионизацией, когда напряженность электрического поля при обратном смещении так велика, что неосновные носители заряда, движущиеся через p - n -переход, ускоряются настолько, что при соударении с атомами ионизируют их. Появляются пары электрон-дырка, которые ускоряются и ионизируют другие атомы. Процесс нарастает лавинообразно, при этом величина тока ограничивается только внешним сопротивлением.

Ток лавинного пробоя можно приближенно определить по формуле:

$$I_{лав} = M_l I_{обр}, \quad (1.13)$$

где M_l – коэффициент лавинного умножения.

Лавинный пробой возникает в сравнительно высокоомных ПП, (имеющих большое удельное сопротивление, т.е. малую концентрацию основных носителей) и при достаточно большой ширине p - n -перехода.

ВАХ перехода при различных видах пробоев показаны на рис. 1.17. Напряжение лавинного пробоя зависит от температуры и увеличивается с ее ростом (из-за сокращения длины свободного пробега носителей заряда).

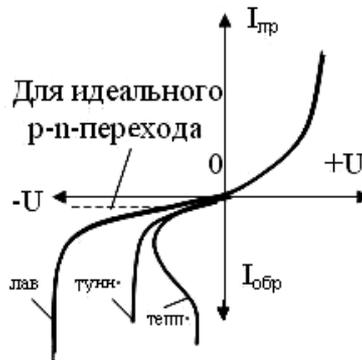


Рис. 1.17. ВАХ реального $p-n$ -перехода

Тепловой пробой возникает в результате разогрева $p-n$ -перехода, когда количество тепла, выделяемое током в $p-n$ -переходе, больше количества тепла, отводимого от него. Известно, что увеличение температуры приводит к увеличению интенсивности генерации электронно-дырочных пар, что выражается в увеличении обратного тока по экспоненциальному закону. Это в свою очередь увеличивает температуру $p-n$ -перехода, в результате чего наступает тепловой пробой. ВАХ $p-n$ -перехода при тепловом пробое отличается от ВАХ при туннельном и лавинном пробоях (с увеличением тока теплового пробоя падает напряжение, приложенное к $p-n$ -переходу).

1.6. Полупроводниковые диоды

Диод – это полупроводниковый прибор с одним $p-n$ -переходом и двумя выводами. Рассмотренные выше свойства $p-n$ -перехода дают возможность рассматривать свойства диодов путем анализа их ВАХ (рис. 1.18) Полупроводниковый диод можно получить из ПП с $p-n$ -переходом, если снабдить этот полупроводник омическими (металлическими) контактами. Наиболее распространены германиевые и кремниевые диоды.

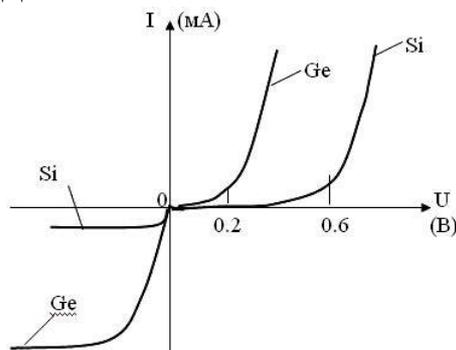


Рис. 1.18. ВАХ германиевого и кремниевого диодов

Краткая классификация диодов. Диоды, как наиболее многочисленные полупроводниковые приборы, классифицируют по различным признакам: назначению, конструкции, току и напряжению, по частоте, видам устойчивости к воздействиям внешней среды и т.д. (рис. 1.19) [13].

Назначение диодов. Различают диоды выпрямительные, импульсные, туннельные, обращенные и т.п.

Выпрямительные диоды используются для выпрямления переменного тока (преобразования переменного тока в постоянный). *Импульсные* диоды предназначены для работы в импульсных цепях, так как отличаются малой емкостью $p-n$ -перехода и другими характеристиками, обеспечивающими быстрое действие. Разновидность импульсных диодов – диоды Шоттки, выполненные на основе перехода металл-полупроводник, отличающиеся очень малыми (нА) обратными токами.



Рис. 1.19. Примерная классификация диодов

Туннельные диоды (ТД) – диоды, в которых туннельный эффект приводит к появлению на ВАХ участка с отрицательным сопротивлением (рис. 1.20). Участок 0-1 (рис. 1.20) определяется дрейфовым током. Участок 1-2 имеет отрицательное сопротивление. Участок 2-3 определяется диффузионным током. ТД используют в генераторах высокой частоты (до 1 ГГц).

Обращенный диод служит для выпрямления малых напряжений.

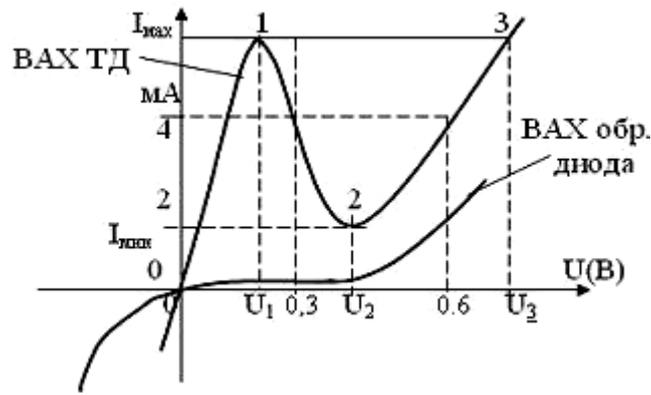


Рис. 1.20. ВАХ туннельного и обращенного диодов

Стабилитроны – полупроводниковые диоды, напряжение на которых в области электрического пробоя слабо зависит от тока. Предназначены для стабилизации напряжения.

Варикапы – полупроводниковые диоды, предназначенные для использования в качестве емкости, управляемой электрическим напряжением. Варикап работает при обратном смещении $p-n$ -перехода, его емкость определяют согласно формуле:

$$C = C_0 \cdot \left[\frac{U}{U_k + |U|} \right]^{\frac{1}{n}}, \quad (1.14)$$

где $n = 2$ для резких и $n = 3$ для плавных переходов;

U_k – значение контактной разности потенциалов;

U – приложенное обратное напряжение;

C_0 – начальная емкость $p-n$ -перехода.

Варикап, используемый в умножителях частоты, называют *варактором*.

Фотодиоды, светодиоды – диоды, использующие эффект взаимодействия оптического излучения (видимого, инфракрасного) с носителями заряда в зоне $p-n$ -перехода. В фотодиодах при облучении повышается обратный ток, в светодиодах в режиме прямого тока в зоне $p-n$ -перехода возникает видимое или инфракрасное излучение.

Имеются еще *магнитодиоды, тензодиоды*, в которых меняется электропроводность под действием магнитного поля или механических деформаций [9].

2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

2.1. Структура и принцип действия биполярного транзистора

Транзистор – прибор, содержащий два или более электронно-дырочных перехода, имеющий не менее трех выводов и пригодный для усиления, генерирования и преобразования электрических сигналов.

Упрощенные структурные схемы и условные обозначения транзисторов изображены на рис. 2.1.

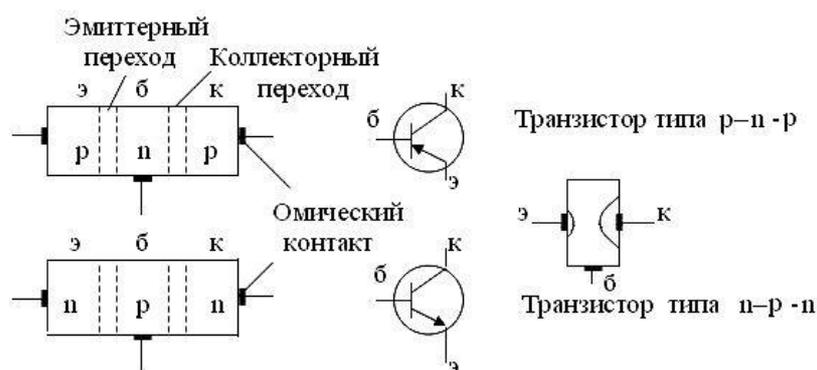


Рис. 2.1. Структурные схемы и условные графические обозначения (УГО) биполярных транзисторов

Транзистор изготавливается по специальной технологии на кристалле полупроводника путем создания трех областей с различной проводимостью. Средняя область – *база*, другие называются *эмиттер* и *коллектор*. Между областями образуется два $p-n$ -перехода, связанных между собой. Область, являющаяся источником носителей заряда при прямом смещении, называют эмиттером. Область, выполняющая функцию собирания зарядов, называют коллектором. На практике этими терминами называют выводы прибора. Соответственно $p-n$ -переходы называют эмиттерным и коллекторным. В обычном включении на эмиттер относительно базы подается напряжение, создающее прямое смещение, а на коллектор – обратное смещение. Иногда используется так называемое инверсное включение, при котором коллектор и эмиттер меняются местами. При этом можно

иметь различные способы включения транзистора: по схеме с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ), общим коллектором (ОК). На рис. 2.2 изображены названные выше три способа включения биполярного транзистора со структурой $p-n-p$ с указанием условных входа, выхода и обозначением электродов (э – эмиттер, к – коллектор, б – база). Показаны также направления протекания токов в электродах (выводах) транзистора.

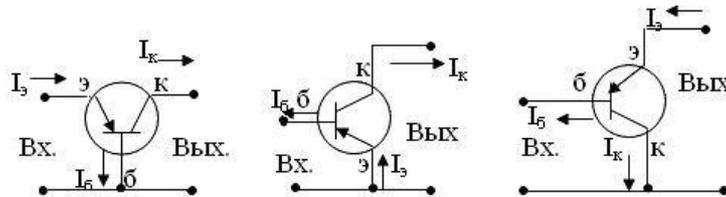


Рис. 2.2. Три схемы включения биполярного транзистора

Соединив между собой два любых электрода, можно получить различные диодные структуры.

Рассмотрим принцип действия транзистора, включив его по схеме с ОБ (рис. 2.3).

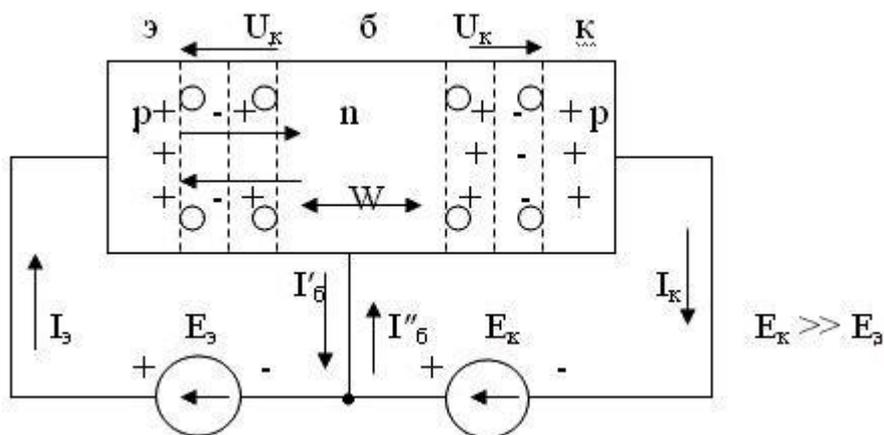


Рис. 2.3. Структурная схема включения транзистора по схеме ОБ

В структуре кристалла происходит инжекция дырок в область базы и встречное движение электронов в эмиттер, при этом

$$I_{3p} = \gamma \cdot I_3; \gamma = I_{3p} / I_3, \quad (2.1)$$

где I_{3p} – ток, обусловленный движением дырок;

I_3 – полный ток через эмиттерный $p-n$ -переход;

γ – коэффициент инжекции.

Дырки, проникающие в базу, частично компенсируются притоком электронов от источника E_3 , создавая ток I_6 . Главная особенность лю-

бего транзистора – ширина базы во много раз меньше диффузионной длины:

$$W \ll 0,2l_{диф},$$

где $l_{диф}$ – диффузионная длина (среднестатистическая величина свободного пути заряда).

По этой причине основные носители заряда из эмиттера (дырки) диффундируют в область базы и достигают второго p – n -перехода, смещённого в обратном направлении. Большинство дырок не успевают рекомбинировать с электронами и попадают вблизи коллекторного перехода в поле, втягивающее их в область коллектора (экстракция дырок). Электроны, число которых равно числу дырок, ушедших через коллекторный переход, уходят через базовый вывод, создавая составляющую тока базы $I'_б$.

Относительное число *неосновных для базы* носителей заряда (дырок), достигших коллекторного перехода, характеризуется коэффициентом переноса χ , показывающим, что только часть тока $I_{эп}$ достигает коллектора – это $I_{кр}$:

$$I_{кр} = \chi \cdot I_{эп}; \chi = I_{кр} / I_{эп}; \quad (2.2)$$

где $I_{кр}$ и $I_{эп}$ – дырочные составляющие токов коллектора и эмиттера.

Учитывая, что только часть носителей достигает коллектора, можем записать

$$I_{кр} = \alpha \cdot I_{эп}, \quad (2.3)$$

где $\alpha = \gamma \cdot \chi = I_{кр} / I_э$ – коэффициент передачи тока в схеме ОБ.

Известно [18], что через коллекторный p – n -переход обязательно будет течь ток *неосновных для коллектора* носителей, создающих ток $I_{кбо}$ – неуправляемый ток p – n -перехода (обратный ток). Результирующий ток в коллекторной цепи:

$$I_k = \alpha \cdot I_э + I_{кбо}. \quad (2.4)$$

2.2. Физическая нелинейная модель транзистора и эквивалентные схемы

Упрощенная эквивалентная схема идеализированного транзистора, имеющего структуру $p-n-p$ [2], представлена на рис. 2.4.

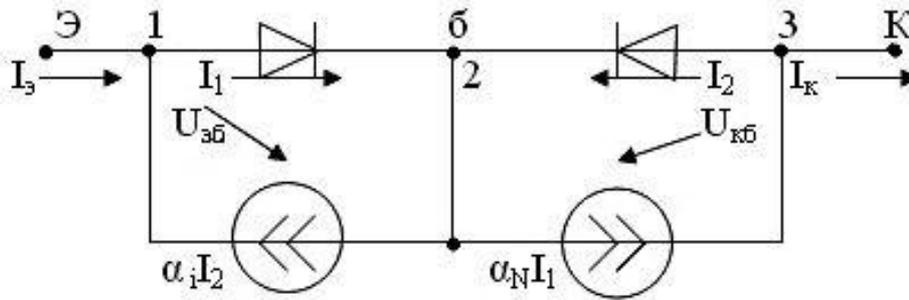


Рис. 2.4. Упрощенная эквивалентная схема биполярного транзистора

Коэффициенты α_i , α_N – это коэффициенты передачи тока, учитывающие тот факт, что не все заряды достигают соответствующих областей через переходы при инверсном (α_i) и прямом (нормальном) (α_N) включении ($\alpha_N < 1$, $\alpha_i \ll \alpha_N$). Формально можно записать:

$$\begin{aligned} I_э &= I_1 - \alpha_i \cdot I_2, \\ I_к &= \alpha_N \cdot I_1 - I_2. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Токи через $p-n$ -переходы можно выразить известным способом через так называемые токи насыщения:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_{нас.э} \left\{ e^{\frac{U_{эб}}{U_T}} - 1 \right\}, \text{ если } U_{кб} = 0, \text{ а } U_{эб} > 0, \\ I_2 &= I_{нас.к} \left\{ e^{\frac{U_{кб}}{U_T}} - 1 \right\}, \text{ если } U_{эб} = 0, \text{ а } U_{кб} < 0. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Токи I_1 и I_2 удобнее выразить через обратные токи переходов, учитывая, что в справочниках [15] приводятся значения именно обратных токов:

$$\begin{aligned} I_{эб} &0, \text{ при } U_{кб} = 0 \text{ и } I_к = 0, U_{эб} < 0 \\ I_{кб} &0, \text{ при } U_{эб} = 0 \text{ и } I_э = 0, U_{кб} < 0 \end{aligned}$$

В этом случае

$$I_{нас.к} = \frac{I_{кб\ o}}{1 - \alpha_i \cdot \alpha_N}; I_{нас.э} = \frac{I_{эб\ o}}{1 - \alpha_i \cdot \alpha_N}. \quad (2.7)$$

Возвращаясь к (2.5), с учетом (2.6, 2.7), получим:

$$I_э = \frac{I_{эб\ o}}{(1 - \alpha_i \cdot \alpha_N) \cdot \left(e^{\varphi T} - 1 \right)} - \frac{\alpha_i \cdot I_{кб\ o}}{(1 - \alpha_i \cdot \alpha_N) \cdot \left(e^{\varphi T} - 1 \right)},$$

$$I_к = \frac{\alpha_N}{(1 - \alpha_i \cdot \alpha_N) \cdot I_{эб\ o} \cdot \left(e^{\varphi T} - 1 \right)} - \frac{I_{кб\ o}}{(1 - \alpha_i \cdot \alpha_N) \cdot \left(e^{\varphi T} - 1 \right)}, \quad (2.8)$$

$$I_б = I_э - I_к.$$

Полученная система уравнений носит название уравнения Эберса – Молла. Характеристики, соответствующие этим уравнениям, приведены на рис. 2.5.

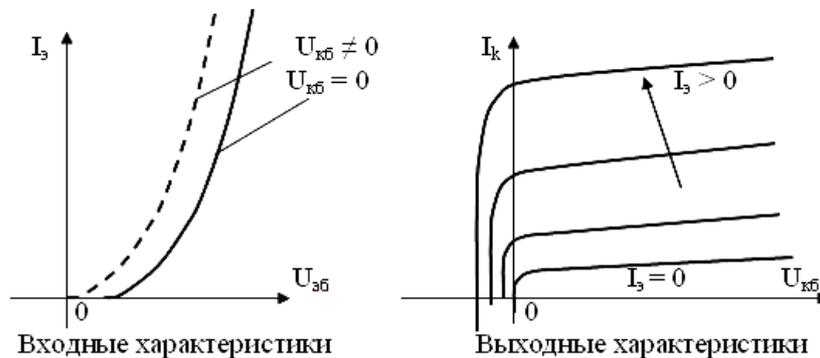


Рис. 2.5. Статические характеристики транзистора, включённого по схеме ОБ

Рассмотренная физическая модель нелинейна и применяется для анализа работы только при относительно больших изменениях напряжения и тока.

Во многих случаях на фоне сравнительно больших постоянных составляющих токов и напряжений на транзистор действуют малые переменные составляющие. В этом случае эти составляющие могут анализироваться отдельно, причем при анализе переменных составляющих используются *малосигнальные эквивалентные схемы*, состоящие из линейных элементов. Параметры линейных элементов

получают линеаризацией исходных статических характеристик транзисторов в окрестности режима работы по постоянному току.

Наиболее часто встречается Т-образная эквивалентная схема. Для транзистора, включенного по схеме ОБ, Т-образная схема имеет вид, представленный на рис. 2.6.

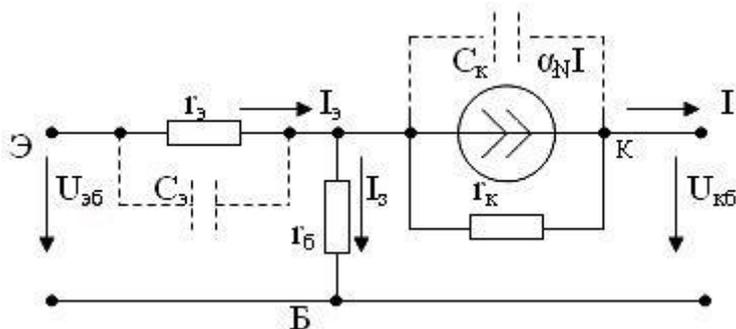


Рис. 2.6. Вариант Т-образной схемы замещения транзистора:

$r_э, r_к$ – дифференциальные сопротивления переходов;

$r_б$ – сопротивление базы; включение нормальное (неинверсное), коэффициент передачи тока $\alpha_N = \alpha$; $C_к, C_э$ – ёмкости переходов

Т-образная схема (рис 2.6) не единственная. Наиболее распространенные варианты приводятся на рис. 2.7 и 2.8.

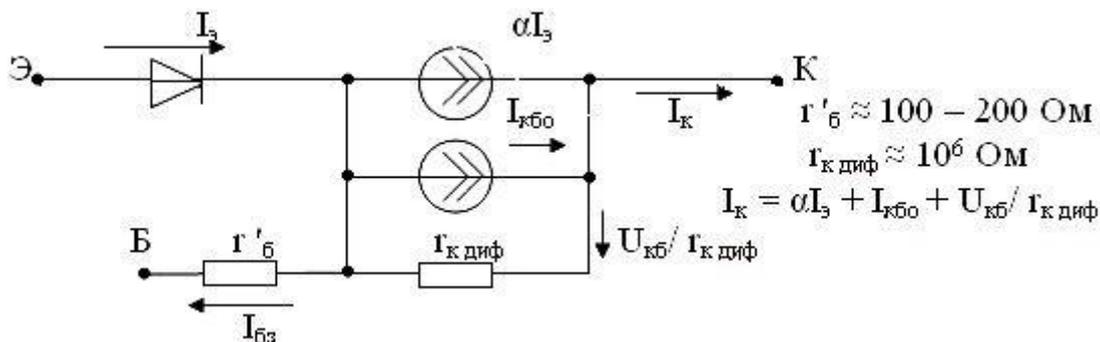


Рис. 2.7. Вариант схемы замещения транзистора, включенного по схеме ОБ

Т-образная эквивалентная схема транзистора, включенного по схеме ОЭ, представлена на рис. 2.8. В схему введен диод, отражающий наличие $p-n$ -перехода Э-Б. Ток базы $I_{бз}$ в цепи коллектора увеличивается в β раз, причем $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$. Статические характеристики для схемы с ОЭ показаны на рис. 2.9.

В схеме замещения (рис. 2.8) отражается факт зависимости тока коллектора от тока базы и свойств транзистора, учитываемых коэффициентом β , который называется коэффициентом усиления базового тока в схеме ОЭ. Коэффициент передачи тока $\alpha < 1$, поэтому $\beta > 1$.

Анализируя выражения (2.8), можно заметить два важных обстоятельства:

1) при отсутствии тока базы (обрыв базы) обратный ток в цепи коллектор – эмиттер увеличивается многократно;

2) сопротивление коллекторного перехода $r'_{кдиф} \ll r_{кдиф}$, где $r_{кдиф}$ – сопротивление коллекторного перехода в схеме замещения ОБ (рис. 2.7).

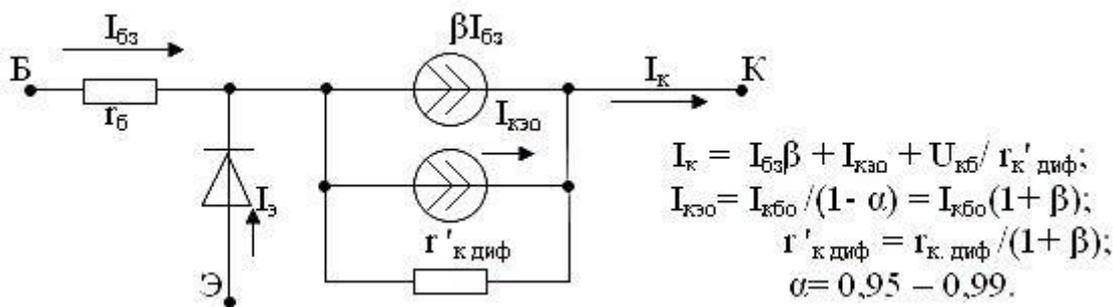


Рис. 2.8. Т-образная схема замещения транзистора, включённого по схеме ОЭ

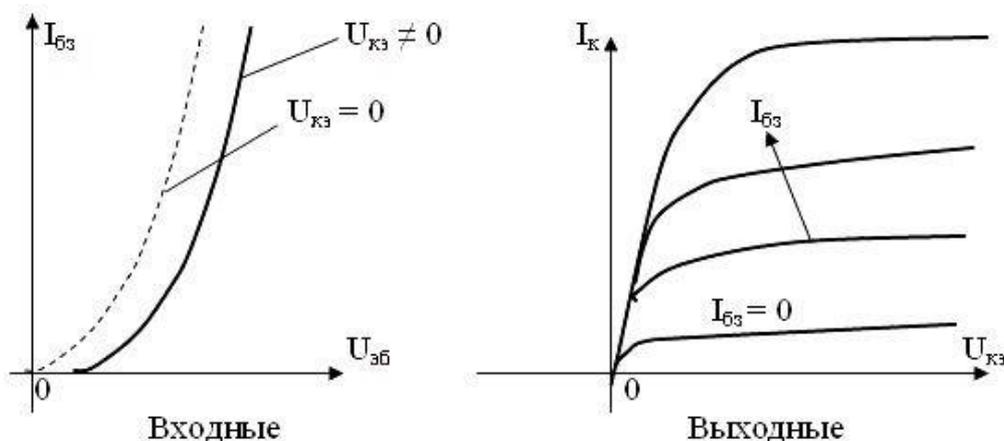


Рис. 2.9. Статические характеристики для схемы ОЭ

2.3. Способы включения биполярных транзисторов

В электрических схемах биполярные транзисторы могут включаться тремя различными способами: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ), с общим коллектором (ОК) (рис. 2.2). Название способа включения происходит от названия того электрода биполярного транзистора, который в рассматриваемой схеме является общим для входного и выходного контуров электрической цепи.

Важность способа включения транзистора состоит в том, что схемы в зависимости от этого приобретают разные свойства при совершенно одинаковых параметрах транзисторов.

Примеры возможных способов включения транзисторов показаны на рис. 2.10.

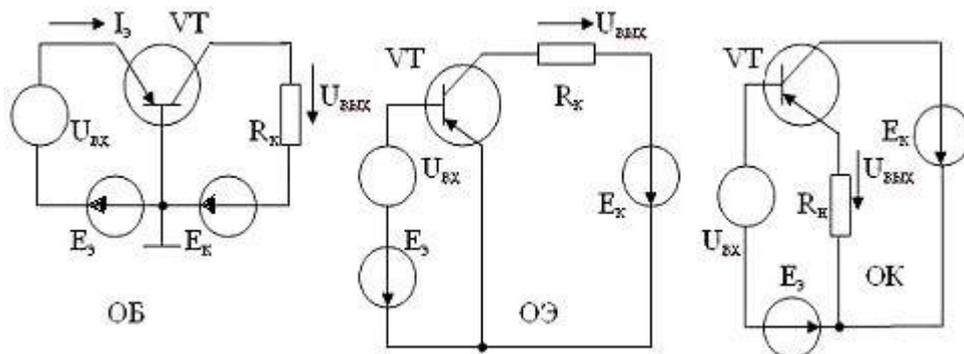


Рис. 2.10. Три способа включения биполярного транзистора в электрической схеме с источниками питания, смещения и входного сигнала:

$U_{вх}$ – входной (усиливаемый) сигнал; $E_э$, $E_к$ – источники эмиттерного и коллекторного смещений (внешние источники питания); $R_к$ – резистор для ограничения тока в цепи коллектора в схемах ОБ и ОЭ (или сопротивление нагрузки); $R_н$ – резистор (сопротивление нагрузки) в цепи эмиттера схемы ОК

Отличительным признаком схемы ОК является отсутствие ограничивающего резистора в цепи коллектора. Схему ОК часто называют *эмиттерным повторителем*.

Каждая из схем использует биполярный транзистор в качестве элемента, обеспечивающего усиление входного сигнала $U_{вх}$. Стрелки напряжения $U_{вх}$ не показаны, так как это напряжение может быть положительным, отрицательным либо переменным. Рассматриваемые схемы обладают разными свойствами при совершенно одинаковых, включенных по-разному, транзисторах.

Принцип усиления входного сигнала для схем одинаков. Он состоит в том, что входной сигнал воздействует на базовую (управляющую) цепь транзистора и вызывает изменение сопротивления основной (управляемой) цепи (коллектор – эмиттер) транзистора, вследствие чего ток в этой цепи, созданный источником питания, будет изменяться, обеспечивая изменение выходного напряжения $U_{вых}$. При этом вследствие нелинейности характеристик транзистора малые изменения $U_{вх}$ могут вызвать гораздо большие изменения выходного сигнала $U_{вых}$, создавая эффект усиления входного сигнала.

Области использования схем определяются их разными свойствами, наибольшее распространение получили схемы ОЭ и ОК.

2.4. Основные режимы работы транзистора

Различают три основных режима работы транзистора: активный, отсечки, насыщения.

Активный режим – нормальный: эмиттер смещен в прямом направлении, коллектор – в обратном. *Инверсный режим* – наоборот. В уравнениях в нормальном активном режиме $U_{эб}$ имеет знак «+», $U_{кб}$ имеет знак «-».

Режим отсечки: глубокая отсечка – оба перехода смещены в обратном направлении, причем модули этих напряжений должны быть:

$$U > (3 - 5) m \varphi_T,$$

где $m \approx (1,5 - 2)$.

В режиме отсечки $I_k = I_{кбо}$. Режим отсечки характеризует закрытое состояние транзистора (транзистор заперт), при котором его сопротивление максимально, токи – минимальны.

Режим насыщения характеризует открытое состояние транзистора, когда его сопротивление минимально, а токи определяются внешними источниками, но не должны превышать некоторых допустимых значений. В режиме насыщения оба перехода транзистора с помощью внешних напряжений смещены в прямом направлении. Напряжение транзистора $U_{кэ}$ минимально:

$$U_{кэ \text{ нас}} \approx \varphi_T (1 - \alpha_i) / \alpha_i. \quad (2.9)$$

Ток коллектора $I_k \leq I_{к \text{ max}}$.

Режим отсечки и насыщения широко используется в электронных ключах. Достигаются эти режимы различными способами, в том числе и изменением подводимых к транзистору напряжений.

2.5. h -параметры биполярного транзистора

Транзистор можно представить в расчетном отношении как активный четырехполюсник, имеющий два входных и два выходных зажима (рис. 2.11). Это представление во многих случаях существенно упрощает расчеты схем с транзисторами.

Согласно теории электрических цепей [11] связь между токами и напряжениями четырехполюсника может быть показана с помощью системы уравнений:

$$U_1 = h_{11} i_1 + h_{12} U_2, i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} U_2. \quad (2.10)$$

Коэффициенты h , входящие в уравнения, получили название « h -параметры».

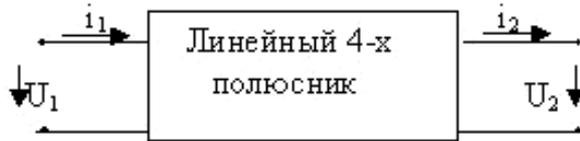


Рис. 2.11. Четырехполюсник – аналог транзистора:

i_1, i_2 – входной и выходной токи, V_1, V_2 – входное и выходное напряжения

Физический смысл этих коэффициентов выясняется, если рассматривать два характерных режима: холостой ход (ХХ) и короткое замыкание (КЗ) на входе и выходе четырехполюсника. Режим ХХ характеризуется отсутствием тока при наличии напряжения, режим КЗ – отсутствием напряжения при наличии тока. В этих случаях:

$h_{11} = U_1 / i_1 (U_2 = 0)$ – входное сопротивление при КЗ на выходе;

$h_{12} = U_1 / U_2 (i_1 = 0)$ – коэффициент передачи напряжения при ХХ на входе (коэффициент обратной связи по напряжению);

$h_{21} = i_2 / i_1 (U_2 = 0)$ – коэффициент передачи тока при КЗ на выходе;

$h_{22} = i_2 / U_2 (i_1 = 0)$ – выходная проводимость при ХХ на входе.

В усилительных устройствах с транзисторами h -параметры определяют обычно по соотношениям между приращениями токов и напряжений. Например, для схемы с общим эмиттером:

$$\begin{aligned} \Delta U_{бэ} &= h_{11э} \Delta I_{бэ} + h_{12э} \Delta U_{кэ}, \\ \Delta I_{кэ} &= h_{21э} \Delta I_{бэ} + h_{22э} \Delta U_{кэ}. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Получив опытным путем входные и выходные характеристики, можно вычислить h -параметры, как частные производные в заданных точках характеристик, полагая неизменными нужные величины. Например, в схеме ОЭ:

$$\begin{aligned} h_{11э} &= \left. \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_{бэ}} \right|_{U_{кэ} = \text{Const}} & h_{12э} &= \left. \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta U_{кэ}} \right|_{I_{бэ} = \text{Const}}; \\ h_{21э} &= \left. \frac{\Delta I_{кэ}}{\Delta I_{бэ}} \right|_{U_{кэ} = \text{Const}} & h_{22э} &= \left. \frac{\Delta I_{кэ}}{\Delta U_{кэ}} \right|_{I_{бэ} = \text{Const}}; \end{aligned} \quad (2.14)$$

h -параметры определяются для любой из трех схем включения транзистора, чаще всего используются $h_{nnэ}$, причем система

h -параметров позволяет в расчетах использовать обобщенную схему замещения транзистора для h -параметров, показанную на рис. 2.12.

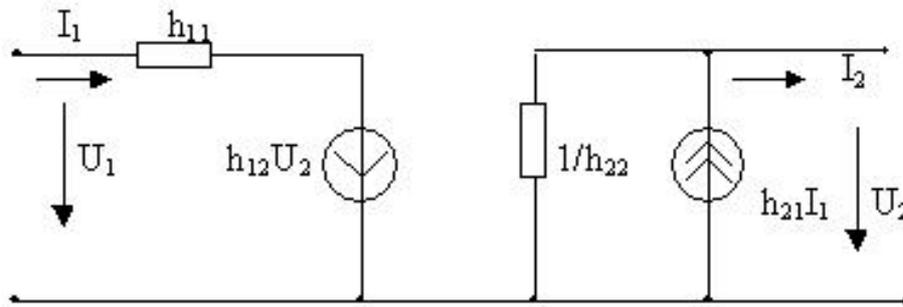


Рис. 2.12. Обобщенная схема замещения биполярного транзистора

Упрощенные (пренебрегаем h_{12}) схемы замещения транзисторов для h -параметров будут иметь вид, представленный на рис. 2.13.

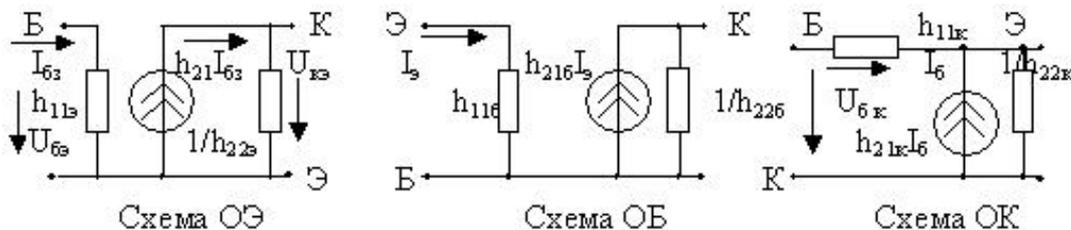


Рис. 2.13. Схемы замещения транзисторов в h -параметрах

2.6. Основные параметры биполярных транзисторов

К основным параметрам биполярных транзисторов относятся:

1. Коэффициенты $h_{21э}$, $h_{21б}$, $h_{21к}$ – это коэффициенты передачи тока (коэффициенты усиления по току) (в схеме ОЭ $h_{21э}$ – это β , в схеме ОБ $h_{21б}$ – α).

2. Граничная частота для коэффициента передачи тока – это частота, на которой $h_{21э}$ уменьшается до 1.

3. Частота усиления $f(h_{21})$ – это частота, на которой $h_{21э}$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз – этим значением определяется так называемая полоса пропускания частот, т.е. диапазон частот, в которых характеристики усиления удовлетворительны.

4. Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода в схеме ОЭ

$$h_{11э} = r_{э \text{ диф}} = \left. \frac{dU_{бэ}}{dI_{бэ}} \right|_{U_{кэ} = \text{Const}}$$

(Значения $h_{11э}$ – Омы, десятки Ом).

5. Выходная проводимость $h_{22э}$ связана с дифференциальным сопротивлением коллекторного перехода.

$$\frac{1}{h_{22э}} = r_{к \text{ диф}} = \left. \frac{dU_{кэ}}{dI_{к}} \right|_{I_{б} = \text{Const}}$$

6. Коэффициент обратной связи по напряжению:

$$h_{12э} = \left. \frac{dU_{бэ}}{dU_{кэ}} \right|_{I_{б} = \text{Const}}, \quad h_{12э} \approx 10^{-3} \cdot 10^{-4}$$

7. Объемное сопротивление базы: $r_{б}$ = (десятки – сотни Ом).

8. Емкость коллекторного перехода $C_{к}$. Это фактически барьерная емкость коллекторного перехода $C_{к} \approx (5 - 50) \text{ pF}$.

9. Максимальная частота генерации:

$$f_{\text{макс}} \approx \sqrt{\frac{f(h_{21б})}{30r_{б} C_{к}}}$$

где $f_{\text{макс}}$ – это наибольшая частота, при которой транзистор может работать (способен работать в схеме автогенератора).

10. Обратный ток коллекторного перехода при заданном обратном напряжении: $I_{кб0} = I_{к}$ при $I_{э}=0$, $U_{кб}<0$. О значении этого тока говорилось выше. Величина тока $I_{кб0}$ от μA до нескольких мА в зависимости от мощности и качества изготовления транзистора.

11. Максимально допустимый ток коллектора – $I_{к \text{ макс}}$.

12. Наибольшая допустимая мощность рассеяния коллектора:

$$P_{к \text{ макс}} = I_{к \text{ макс}} U_{кэ}.$$

13. Тепловое сопротивление между коллектором и корпусом:

$$R_{т} = \Delta T / P_{к \text{ макс}},$$

где ΔT – перепад (градиент) температур между коллектором и корпусом.

Следует помнить, что приведенные в справочных материалах параметры транзисторов определены для заданного диапазона их изменения, т.е. для определенных режимов работы и в заданном диапазоне температур. Поэтому для представления о том, как будут меняться параметры, в литературе [15, 18] приводятся обобщенные зависимости физических параметров от режима работы и от температуры. Вид этих зависимостей (например, для схемы ОЭ) представлен на рис. 2.14.

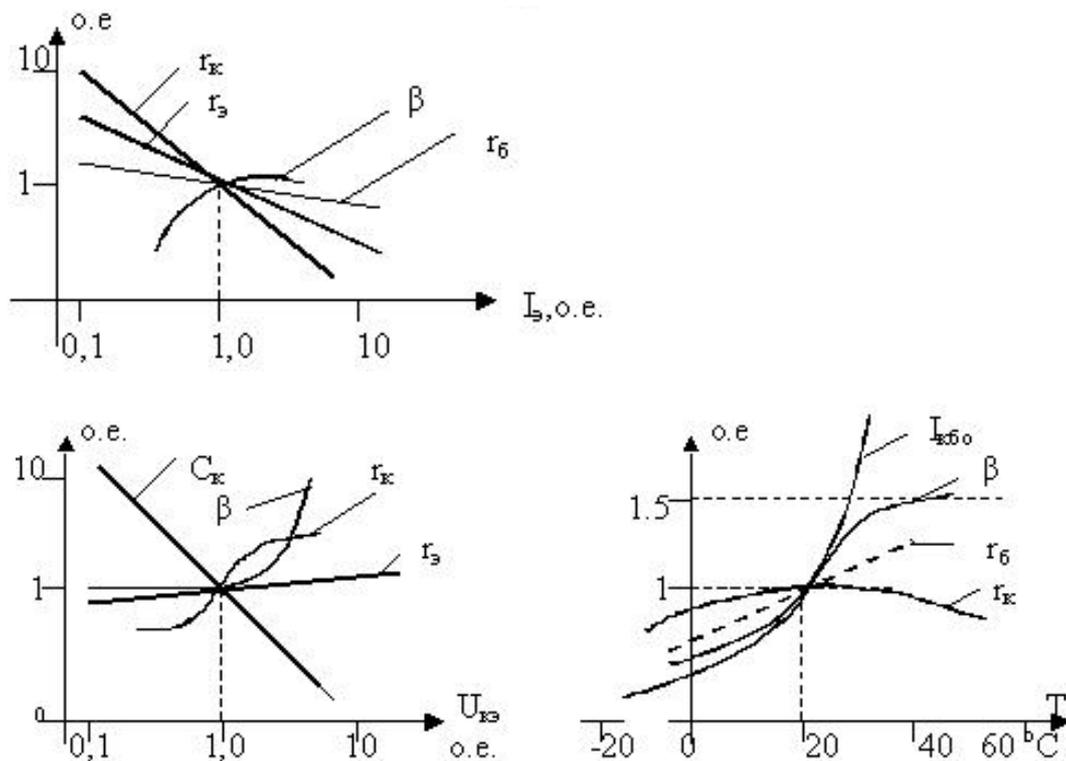


Рис. 2.14. Примерный вид обобщенных зависимостей физических параметров биполярных транзисторов от тока I_b (а), напряжения $U_{ке}$ (б) и температуры T (в)

Известно, что для Ge p - n -переходов максимально допустимая температура $80 \div 100$ °C, для $-150 \div 200$ °C.

2.7. Транзисторы с инжекционным питанием

Интересным развитием биполярных транзисторов являются полупроводниковые приборы с инжекционным питанием (предложены в 1971 году, используются в составе микросхем) [7, 9]. Благодаря особой конструкции, эти приборы обладают весьма полезными свойствами. В составе интегральных схем (их называют И²Л – элементы)

они позволяют получить высокую степень интеграции, так как для их действия требуется очень малая энергия переключения $\mathcal{E}_n = 10^{-12}$ Дж. Хорошо работают в диапазоне температур от -60 до $+125$ °C. Особенности являются: инверсный режим (по схеме), ключевой режим (по действию), небольшой логический уровень высокого и низкого напряжений $U^1 = (0,6 - 0,7)$ В, $U^0 = (0,1 - 0,2)$ В, наличие общего для групп четвертого электрода – инжектора, высокое

быстродействие ($t_{здр} \approx 10$ нс). Упрощенная структура транзистора и УГО представлены на рис. 2.15.

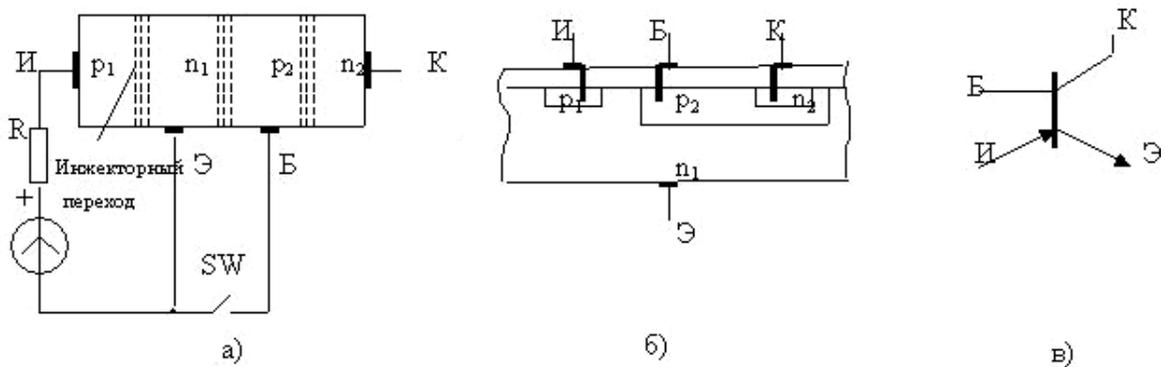


Рис. 2.15. И²Л-элемент: структуры (а), (б) и УГО (в):
И – инжектор, SW – ключ

Принцип действия И²Л-элемента: заряды инжектируются в область P_1 , область эмиттера обогащается, поэтому понижается барьер перехода n_1-p_2 , а следовательно и перехода p_2-n_2 . Между эмиттером и коллектором образуется малое сопротивление (возникает режим насыщения). Если эмиттер соединить с базой, замкнув ключ SW, то сопротивление перехода p_2-n_2 резко увеличивается (возникает режим отсечки). Роль ключа SW может выполнять такой же точно транзистор, а инжектор у них будет общим.

3. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевой транзистор – это полупроводниковый прибор, работа которого обусловлена током основных носителей зарядов, протекающим через проводящий канал, сопротивление которого модулируется (управляется) электрическим полем. Другое название – *униполярные* транзисторы – обусловлено тем, что ток в них создается носителями заряда одного знака (электронами или дырками). Полевые транзисторы имеют определенные преимущества перед биполярными транзисторами, такие как высокое входное сопротивление, малые мощности для управления, высокие частотные свойства, возможность работы при низких температурах, высокая технологичность изготовления.

Полевые транзисторы делятся на транзисторы с затвором в виде p – n -перехода (с управляющим p – n -переходом) и с изолированным затвором [со структурой металл – диэлектрик – полупроводник (МДП – транзисторы)], (другое название МОП-транзисторы).

3.1. Транзистор с управляющим p – n -переходом

Транзистор с управляющим p – n -переходом представляет собой пластину (участок) полупроводника p или n типа, от торцов которой сделаны отводы, называемые сток и исток, а вдоль пластины выполнен электрический переход (p – n -переход или барьер Шоттки), имеющий свой вывод, называемый затвором. На затвор подается такое по отношению к истоку напряжение, чтобы p – n -переход между затвором и кристаллом был смещен в обратном направлении (рис. 3.1).

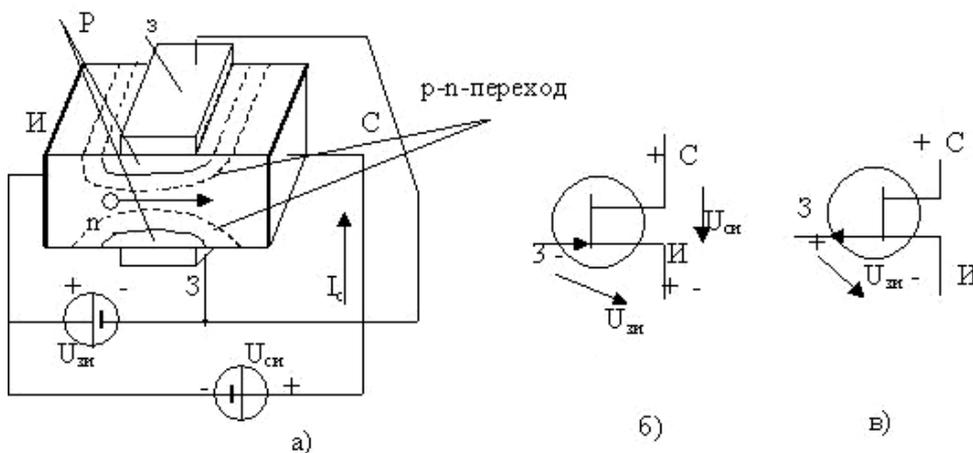


Рис. 3.1. Структура и УГО транзистора с управляющим p – n -переходом и каналом n -типа (а), (б); УГО транзистора с каналом p -типа (в)

Статические характеристики полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом и каналом n -типа представлены ниже на рис. 3.2.

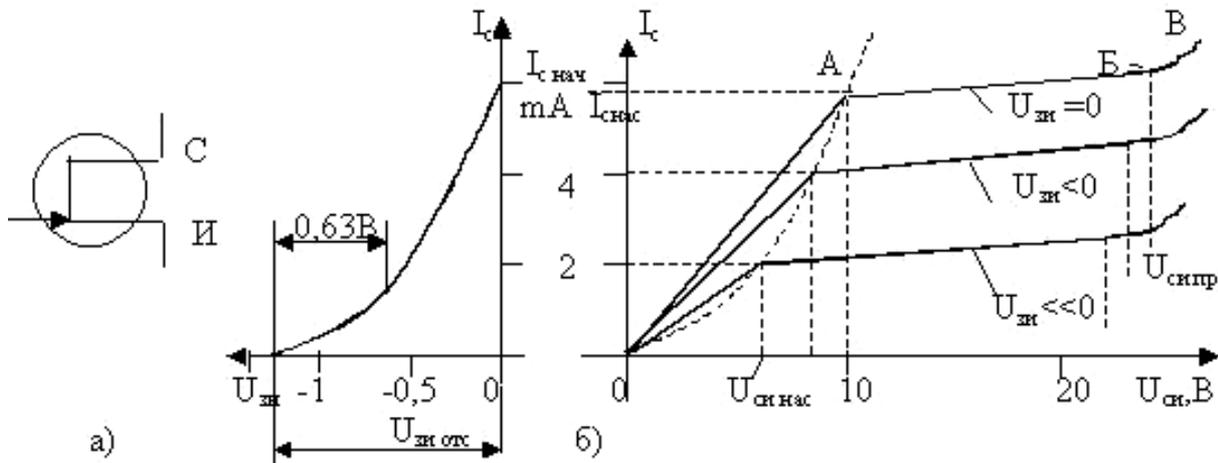


Рис. 3.2. Стоко-затворная (а) и выходные (б) статические характеристики полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом и каналом n -типа

Ток стока, при котором достигается значение тока насыщения, называется *начальным током стока* (обозначено $I_{c\text{ нач}}$). Напряжение U_{cu} , при котором происходит насыщение канала, называется *напряжением насыщения* (обозначено $U_{cu\text{ нас}}$). Напряжение $U_{зи}$, при котором ток стока $I_c = 0$, называется *напряжением отсечки* (обозначено $U_{зи\text{ отс}}$). Значения токов насыщения $I_{c\text{ нас}}$ и напряжений $U_{cu\text{ нас}}$ зависят от значений $U_{зи}$, причем геометрическое место точек, соответствующих перекрытию канала и наступлению режима насыщения (пунктирная линия), образуют кривую, похожую на прямую ветвь ВАХ диода. С увеличением модуля $U_{зи}$ уменьшается пробивное напряжение между стоком и истоком $U_{cu\text{ пр}}$, так как к $p-n$ -переходу прикладывается сумма напряжений $U_{cu} + U_{зи}$.

На выходных характеристиках имеются три участка: ОА, АБ, БВ. На участке ОА зависимость $I_c = f(U_{cu})$ практически линейна и имеет большую крутизну. Участок АБ-область насыщения, участок БВ-область электрического пробоя. Участок ОА похож на ВАХ резистора, поэтому полевые транзисторы (ПТ) можно использовать как управляемое сопротивление. Участок АБ используется для усилительных режимов.

Основные параметры ПТ с управляющим p - n -переходом. Основными параметрами полевого транзистора являются:

1. Ток стока I_c в области насыщения выходных характеристик при неизменном значении U_{cu} определяется по аналитическому выражению стоко-затворной характеристики (3.1):

$$I_c = I_{c \text{ нач}} (1 - U_{zu} / U_{zu \text{ отс}})^2. \quad (3.1)$$

2. Крутизна характеристики S (оценка управляющего действия затвора):

$$S = dI_c / dU_{zu} \quad | U_{cu} = \text{Const}. \quad (3.2)$$

Наибольшую крутизну характеристика (3.1) имеет в области $U_{zu}=0$, причем

$$S = S_{\text{нач}} (1 - U_{zu} / U_{zu \text{ отс}})^2, \quad S_{\text{нач}} = - (2 I_{c \text{ нач}} / U_{zu \text{ отс}}), \quad (3.3)$$

где $S \approx (0,3 - 3) \text{ мА/В}$.

3. Температурные свойства ПТ характеризуются семейством стоко-затворных характеристик при разных значениях температуры окружающей среды (рис. 3.3). По характеристикам видно, что ПТ с управляющим p - n -переходом имеет «термостабильную» точку T .

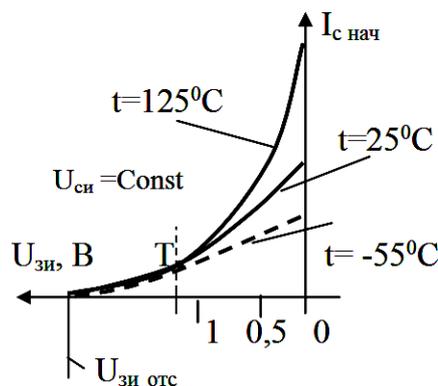


Рис. 3.3. Стоко-затворные характеристики ПТ при разных температурах

Наличие точки, в которой сходятся характеристики, снятые в широком диапазоне температур, свидетельствует о том, что параметры ПТ в этой точке мало зависят от температуры. Нужно заметить, что и крутизна характеристики в этой точке не велика.

4. Усилительные свойства ПТ помимо крутизны S характеризуются ещё коэффициентом усиления напряжения M , причем

$$M = dU_{cu} / dU_{zu} \quad | I_c = \text{Const}. \quad (3.4)$$

5. Дифференциальное внутреннее сопротивление

$$R_{cu \text{ диф}} = dU_{cu} / dI_c \quad | U_{zu} = \text{Const}, \quad (3.5)$$

$$R_{cu \text{ диф}} = (0,1 - 1) \text{ Мом}.$$

Учитывая (3.3), (3.4), (3.5), получим

$$M = S R_{cu \text{ диф}}. \quad (3.6)$$

6. Емкость p - n -перехода между затвором и каналом характеризуют двумя значениями: ёмкостью между затвором и истоком $C_{зи}$ и между затвором и стоком $C_{зс}$. Величина ёмкости составляет $(5 - 20) \text{ pF}$.

7. Эквивалентные схемы ПТ с управляющим p - n -переходом разнообразны в зависимости от условий применения. Наиболее часто используются так называемые малосигнальные (для сигналов переменного тока) эквивалентные схемы, показанные на рис. 3.4.

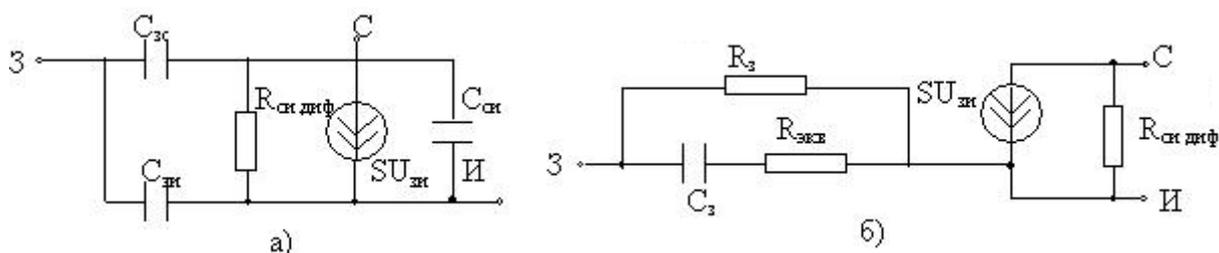


Рис. 3.4. Малосигнальные эквивалентные схемы ПТ: исходная (а), преобразованная (б);

$R_з$ – омическое сопротивление затвора,

$R_{эке}$ – усредненное эквивалентное сопротивление, через которое заряжается эквивалентная емкость затвора $C_з$

Ориентировочные значения для параметров ПТ с управляющим p - n -переходом [15]:

$$S = (0,3 - 3) \text{ мА/В}; \quad R_з = 10^{10} \text{ Ом}; \quad R_{cu} = (0,1 - 1) \text{ мОм}; \\ R_{эке} = (50 - 800) \text{ Ом}; \quad C_з = (0,2 - 10) \text{ пФ}.$$

Изменение параметров и характеристик ПТ с изменением температуры обусловлено изменением:

- обратного тока p - n -перехода;
- контактной разности потенциалов;
- удельного сопротивления канала.

Особое свойство ПТ с управляющим p - n -переходом – наличие термостабильной точки (рис. 3.3). Это свойство обусловлено тем, что с ростом температуры удельное сопротивление канала увеличивается, вызывая уменьшение тока стока. Это дает возможность правильным выбором режимов взаимно компенсировать изменения тока стока, вызванные изменением контактной разности потенциалов и удельного сопротивления канала. При этом можно добиться, чтобы ток I_c оставался неизменным в широком диапазоне изменения темпе-

ратур (рис. 3.3). Это объясняется тем, что контактная разность потенциалов с увеличением температуры уменьшается приблизительно на 2,2 мВ/град, что должно (при неизменном $U_{зи}$) приводить к увеличению тока стока. Увеличение удельного сопротивления канала должно приводить к уменьшению этого тока. Ориентировочное положение термостабильной точки на стоко-затворной характеристике определяется значением: $|U_{зи\text{ т}}| = |U_{зи\text{ отс}}| - 0,63\text{ В}$. Недостаток этого режима – малая крутизна характеристик.

3.2. МДП (МОП)-транзисторы

МДП-транзисторы (полевые транзисторы с изолированным затвором) могут быть двух видов:

- а) с индуцированным каналом (канал возникает под действием напряжения, приложенного к управляющим электродам);
- б) со встроенным каналом (канал создается при изготовлении).

У МДП-транзистора, в отличие от ПТ с управляющим p - n -переходом, металлический затвор изолирован от полупроводника слоем диэлектрика и имеется дополнительный вывод П (рис. 3.5) от кристалла, называемый подложкой.

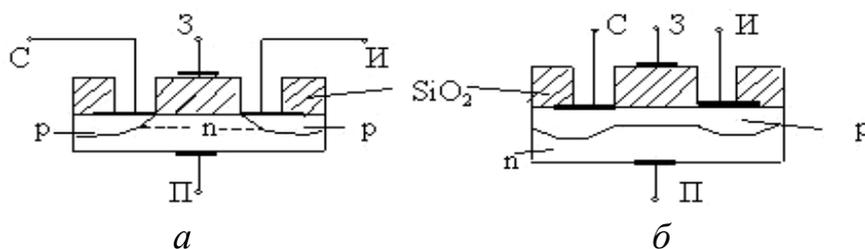


Рис. 3.5. Схематическая структура МОП транзисторов с индуцированным каналом (а) и со встроенным каналом (б), (каналы p -типа)

МДП-транзистор с индуцированным каналом p -типа устроен следующим образом. Основа – пластина слаболегированного кремния n -типа называется подложкой (вывод П на рис. 3.5). В теле подложки созданы две сильно легированные области с полупроводником p -типа. Одна из них – сток (С), другая – исток (И). Электрод затвора З изолирован от областей тонким слоем диэлектрика SiO₂ толщиной (0,2 – 0,3) мкм.

Вследствие физических явлений, возникающих на границе раздела диэлектрика SiO₂ с полупроводником n -типа, в подложке индуцируется обогащенный электронами поверхностный слой (рис. 3.6).

Между p -областями стока и истока будет располагаться слой отрицательных зарядов, образуя структуру $p-n-p$ на пути от истока к стоку.

В месте контакта двуокиси кремния и полупроводника образуется контактная разность потенциалов, достигающая значения (1,4 – 2,4) В.

p -области с подложкой n -типа образуют $p-n$ -переходы. К стоку и истоку прикладываются противоположные по знаку потенциалы, поэтому при любой полярности приложенного к электродам стока и истока напряжения один из $p-n$ -переходов будет смещен в обратном направлении и препятствует протеканию тока. Следовательно, в данном приборе в исходном состоянии между стоком и истоком отсутствует токоведущий канал. Проводящий канал возникает при достижении напряжением на затворе некоторого порогового значения $U_{зи\ пор}$ при $U_{си} \neq 0$, $|U_{зи\ пор}| \approx (2 - 4)$ В.

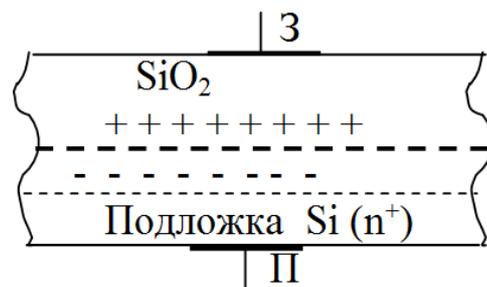


Рис. 3.6. Исходное распределение зарядов на границе раздела двуокиси кремния и полупроводника

При увеличении (в данном случае отрицательного относительно истока) напряжения на затворе выше порогового значения в подложке на границе раздела образуется слой зарядов с электропроводностью p -типа. Этот слой соединяет p -области стока и истока, образуя токопроводящий (индуцированный) канал. Чем больше значение отрицательного напряжения на затворе, тем больше толщина индуцированного канала и его проводимость. Таким образом, рассматриваемая структура обладает признаками управляемого ключевого элемента. Если на затворе установлен положительный или нулевой потенциал, ток между стоком и истоком протекать не может (цепь «разомкнута», т.е. имеет очень большое сопротивление). Если же на затворе установить отрицательный потенциал, по модулю больший $U_{зи\ пор}$, в цепи сток – исток может протекать ток, зависящий от управляющего напряжения $U_{зи}$ и напряжения питания $U_{си}$ (рис. 3.7, в).

Стоко-затворную характеристику часто называют характеристикой управления, так как от величины и знака напряжения на затворе относительно истока $U_{зи}$ зависит величина тока стока I_c .

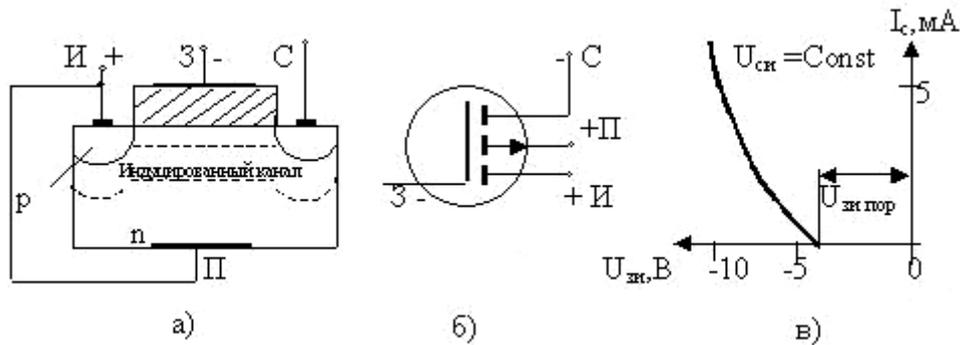


Рис. 3.7. Иллюстрация образования токопроводящего канала (а), условное графическое обозначение (б) и стоко-затворная характеристика (в) МДП-транзистора с индуцированным каналом p -типа

Статические стоковые (выходные) характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом p -типа (рис. 3.8) по виду похожи на таковые для транзистора с управляющим p - n -переходом и каналом n -типа (рис. 3.2, б).

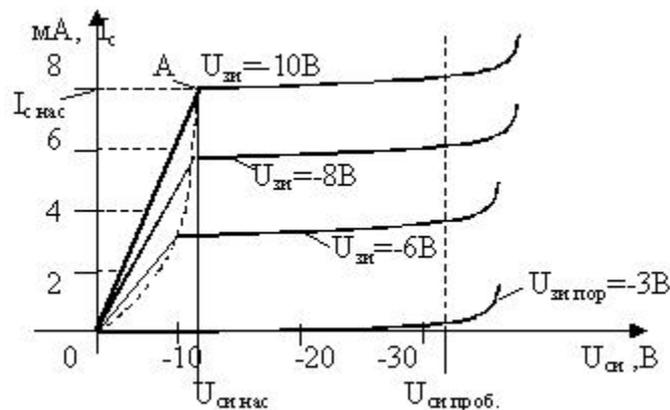


Рис. 3.8. Упрощённые стоковые характеристики МДП-транзистора с индуцированным p -каналом (электрические величины ориентировочные)

При $|U_{зи}| < |U_{зи пор}|$ ток очень мал (доли μA), поэтому до пробивного напряжения $U_{си проб}$ величина тока I_c практически незаметна. Если $|U_{зи}|$ превышает $|U_{зи пор}|$, то при малых значениях $|U_{си}|$ ток стока изменяется вначале прямо пропорционально изменению $U_{си}$ (участок ОА). Затем из-за сужения канала и уменьшения его общей проводимости рост тока I_c уменьшается. В точке А ток достигает значения тока на-

сыщения, соответствующего значению $U_{зи}$ для данной характеристики. Ток стока можно представить состоящим из двух составляющих:

$$I_c = I_k + I_{c\text{ост}},$$

где I_k – ток канала (управляемая часть);

$I_{c\text{ост}}$ – остаточный ток стока (это ток утечки плюс обратный ток неосновных носителей), $I_{c\text{ост}} \approx 0$.

В точке А (рис. 3.8) управляемая часть тока уже не растет (достигнут режим насыщения), поэтому при дальнейшем увеличении $U_{си}$ ток стока остается неизменным, равным насыщенному значению $I_{c\text{нас}}$. При увеличении напряжения $U_{си}$ до значения $U_{си\text{проб}}$ возникает электрический пробой стокового p – n -перехода, ток стока резко увеличивается, замыкаясь через цепь подложки (подложку обычно соединяют с истоком отдельным проводником). Если увеличивать значение $|U_{зи}|$ при неизменном $U_{си}$, то за счет увеличения электропроводности канала стоковая характеристика поднимется вверх, а значения $|U_{си\text{на}}|$ и $I_{c\text{нас}}$ станут больше.

Следует отметить, что практически пропорциональная зависимость тока стока I_c от напряжения $U_{си}$ при заданном значении управляющего напряжения $U_{зи}$ на участках ОА стоковых характеристик (рис. 3.8) позволяет построить «переменный резистор» с управляемой вольт-амперной характеристикой. Управление таким элементом может осуществляться либо простым изменением потенциала на затворе при заданном значении напряжения сток – исток, либо изменением обоих напряжений. Несмотря на малый возможный диапазон изменения этих напряжений данные свойства полевого транзистора существенно расширяют возможности их использования в различных устройствах.

В МОП-транзисторах с индуцированным каналом может также использоваться подложка p -типа, в которой будет индуцироваться канал n -типа (рис. 3.9).

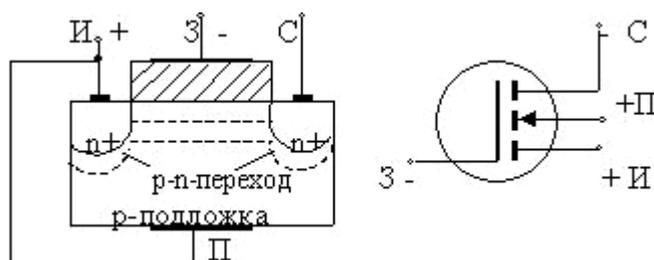


Рис. 3.9. Структура и УГО полевого транзистора с индуцируемым каналом n -типа

В исходном состоянии структуры вследствие контактных явлений на границе раздела диэлектрика SiO_2 с полупроводником подложки образуется слой зарядов с электропроводностью n -типа, т.е. высоколегированные n -области уже соединены начальным каналом n -типа, который будет обладать при $U_{зи}=0$ некоторой проводимостью. В таком канале путь для тока от истока к стоку уже открыт при $U_{зи}=0$.

Если $U_{зи} < 0$, а исток соединен с подложкой, то отрицательное напряжение на затворе будет способствовать обеднению слоя, образующего проводящий канал n -типа. При некотором значении $U_{зи\text{ пор}} < 0$ канал ликвидируется вовсе. Учитывая сказанное, статические характеристики МОП-транзистора с индуцируемым каналом n -типа будут отличаться от таковых для транзистора с индуцируемым каналом p -типа. Основные отличия: стоко-затворная характеристика может пересекать ось тока стока, так как ток стока имеет не нулевое значение при отсутствии управляющего напряжения $U_{зи}$; управляющее напряжение может быть отрицательным, положительным либо нулевым.

Анализируя стоко-затворные характеристики транзистора с индуцируемым каналом n -типа (рис. 3.10, а), можно видеть, что этот транзистор также обладает свойствами управляемого ключевого элемента как и транзистор с индуцируемым каналом p -типа.

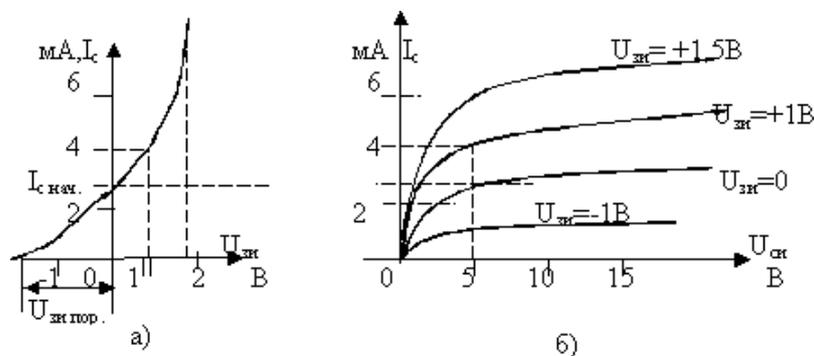


Рис. 3.10. Примерный вид характеристики управления (а) и выходных характеристик МОП-транзистора с индуцированным каналом n -типа (б)

Отмеченные выше две характерные особенности МОП-транзистора с индуцируемым каналом n -типа позволяют существенно расширить область их использования в электронных устройствах.

3.3. МДП-транзисторы со встроенным каналом

МДП-транзисторы со встроенным каналом могут быть с каналом n или p -типа. Условное изображение таких транзисторов показано на

рис. 3.11. Статические характеристики МОП-транзистора со встроенным каналом n -типа качественно не отличаются от статических характеристик МОП-транзистора с индуцируемым каналом n -типа. Это же справедливо и для МДП-транзисторов со встроенным каналом p -типа.

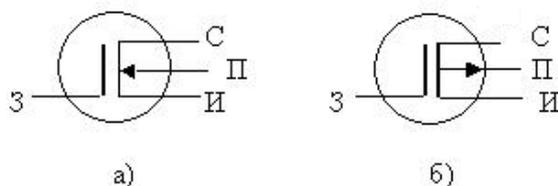


Рис. 3.11. УГО полевых транзисторов со встроенным каналом: канал n -типа (а), канал p -типа (б)

У транзисторов со встроенным каналом можно получить относительно большие токи — это их преимущество.

У всех МДП-транзисторов потенциал подложки относительно истока оказывает влияние на характеристики транзистора.

Если на подложку подается потенциал относительно истока, то напряжение между подложкой и истоком должно иметь такую полярность, чтобы p – n -переход «исток – подложка» был смещен в обратном направлении.

С увеличением напряжения между подложкой и истоком ($U_{ни}$) уменьшается действие управляющего напряжения $U_{зи}$, т.е. при том же $U_{зи}$ ток стока I_c становится меньше (рис. 3.12). Это отражается на положении стоко-затворной характеристики: с ростом напряжения $U_{ни}$ она смещается влево, увеличивая пороговое напряжение открытия транзистора. Возможность изменения состояния МОП-транзистора с помощью дополнительного напряжения, подаваемого на подложку, расширяет функциональные возможности этого прибора.

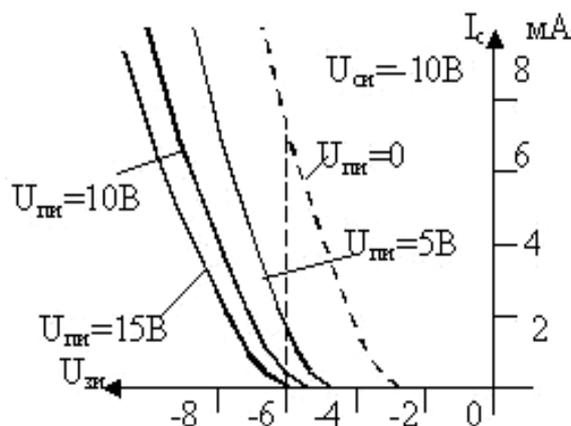


Рис. 3.12. Иллюстрация влияния напряжения $U_{ни}$ на характеристики управления МДП-транзистора с индуцируемым каналом p -типа

3.4. Способы включения полевых транзисторов

Способы включения полевых транзисторов (ПТ) в электрическую схему на примере полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом и каналом p -типа показаны на рис. 3.13.

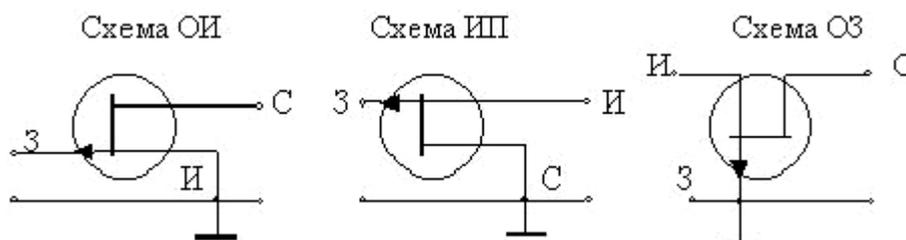


Рис. 3.13. Схемы включения полевых транзисторов: с общим истоком (ОИ), с общим стоком (ОС) – истоковый повторитель (ИП), с общим затвором (ОЗ)

3.5. Полевой транзистор как четырехполюсник

В расчетах схем с полевыми транзисторами также используют параметры четырехполюсника: при малых сигналах наиболее удобна система g -параметров (рис. 3.14).

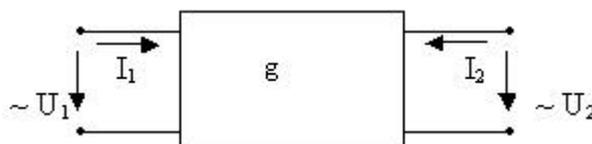


Рис. 3.14. Четырехполюсник – расчётный эквивалент полевого транзистора

Система уравнений, соответствующая четырехполюснику, имеет вид:

$$I_{1\sim} = g_{11} U_{1\sim} + g_{12} U_{2\sim}; \quad I_2 = g_{21} U_{1\sim} + g_{22} U_{2\sim}. \quad (3.7)$$

Коэффициенты данной системы имеют размерности проводимостей и являются универсальными параметрами, которые для каждой из схем включения ПТ имеют свои значения.

Для схемы ОИ:

g_{11} – входная проводимость при $U_{2\sim} = 0$;

g_{12} – проводимость обратной передачи при $U_{1\sim} = 0$;

g_{21} – проводимость прямой передачи при $U_{2\sim} = 0$;

g_{22} – выходная проводимость при $U_{1\sim} = 0$.

Следует заметить, что режимы $U_{1\sim} = 0$, $U_{2\sim} = 0$ достигаются не коротким замыканием выводов, а включением емкостей (достаточно больших), представляющих малое сопротивление для переменных составляющих. На высоких частотах g -параметры переходят в y -параметры, где $y = g + j\omega C$, а ёмкость C определяется по эквивалентной схеме.

3.6. МДП-структуры специального назначения

Структура МНОП (металл – нитрид – оксид – полупроводник) – это составная часть микросхем памяти (рис. 3.15).

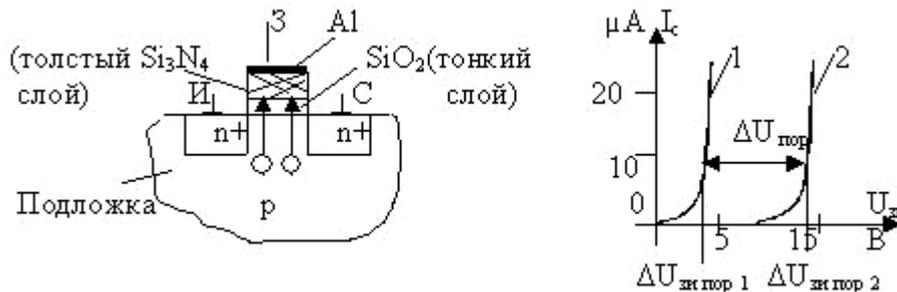


Рис. 3.15. Структура МНОП и характеристики управления до (1) и после (2) программирования ($\Delta U_{пор}$ – межпороговая зона)

В структуре МНОП диэлектрик двухслойный. Если на затвор подать $+(28 \div 30)$ В, то электроны из подложки туннелируют в толстый слой Si_3N_4 , где образуют область неподвижных отрицательных ионов. Их заряд повышает пороговое напряжение (кривая 2, рис. 3.15) и может храниться долго (несколько лет) при отключении всех напряжений.

Если подать отрицательное напряжение, заряд рассасывается, пороговое напряжение уменьшается (кривая 1, рис. 3.15). «Записывая» заряд, мы изменяем сопротивление, которое будет проявляться при пороге $U_{зи} \approx (3 \div 5)$ В. На МНОП структурах выполняют запоминающие элементы, которые будут иметь то или иное сопротивление между стоком и истоком. Другим видом структур специального назначения являются приборы с зарядовой связью.

Приборы с зарядовой связью (ПЗС) относятся к приборам с переносом заряда [9]. Упрощенная структура такого прибора представлена на рис. 3.16.

Конструктивно ПЗС можно представить цепочкой МОП-транзисторов на общем кристалле p -типа. Каждый транзистор – своеобразный конденсатор. Размеры электродов – 10 мкм, промежутки между ними (2 – 4) мкм, толщина диэлектрика 0,1 мкм (рис. 3.16).

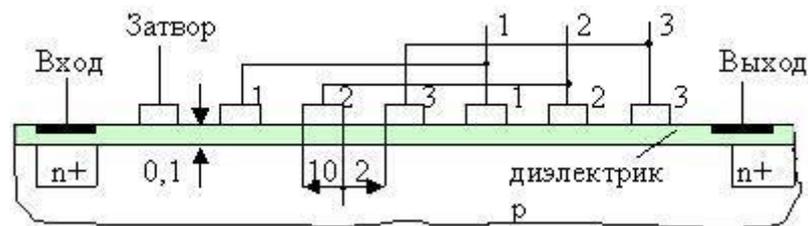


Рис. 3.16. Схематическая структура ПЗС

Характерны два режима работы:

- 1) хранение информации в виде заряда в одном или нескольких конденсаторах;
- 2) перенос заряда из одного конденсатора вдоль цепочки в следующий: (наличие заряда = «1», отсутствие = «0» в цифровой форме), изменение величины заряда – в аналоговой форме.

МОП-транзисторы с плавающим затвором (с лавинной инжекцией заряда) (ЛИЗМОП). В структуре ЛИЗМОП (рис. 3.17) при подаче напряжения на сток или исток (относительно подложки) возникает лавинный пробой p – n -перехода между p -областью и подложкой. Электроны с повышенной энергией проникают в изолирующий слой и достигают области затвора, образуя там отрицательный заряд, который может храниться несколько лет. Наличие этого заряда вызывает появление проводящего канала, соединяющего сток и исток, т.е. транзистор становится проводящим. Чтобы транзистор стал непроводящим, надо убрать заряд. Делают это путем облучения кварцевыми лампами через специальные окна из кварцевого стекла. Такая структура используется для создания запоминающих ячеек в микросхемах памяти запоминающих устройств цифровых схем. Металлический вывод от затвора в таких структурах не нужен.

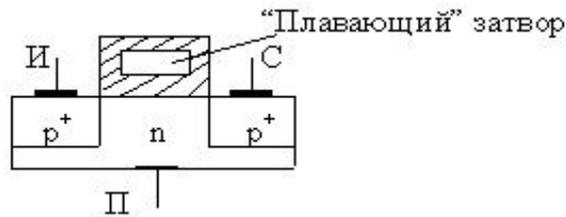


Рис. 3.17. Структура запоминающей ячейки ЛИЗМОП

Полевые транзисторы с двумя затворами (тетродные). Наличие второго затвора позволяет одновременно управлять током транзистора с помощью двух управляющих напряжений, что используется для построения различных функциональных схем, например множительных устройств (рис. 3.18).

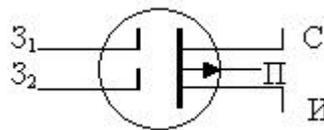


Рис. 3.18. Изображение ПТ с двумя затворами (МОП-транзистор со встроенным каналом p-типа)

Для ПТ с двумя затворами указывают крутизну характеристики по первому и второму затворам, напряжение отсечки первого и второго затвора. Остальное – как для однозатворного.

3.7. Нанотранзисторы

Проблемы микроминиатюризации. Планарная групповая технология производства ИС добилась впечатляющих успехов в миниатюризации полупроводниковых элементов, в частности транзисторов, размещенных на одном чипе.

Физические законы, лежащие в основе работы транзисторов, усугубляют свои пределы на размеры элементов, а технология требует новых подходов и процессов. Одной из основных проблем при переходе к наноразмерам транзисторов является проблема межсоединений [23]. С уменьшением геометрических параметров линий межсоединений на кристалле возрастают плотность тока и сопротивление, что вызывает разогрев этих линий, изменение их геометрии, причем при плотности тока $\sim 10^5$ А/см² и температуре 210 °С токоведущие дорожки выходят из строя. Время работы межсоединений существенно уменьшается, а надёжность работы чипа резко падает.

С увеличением частоты сигналов линии межсоединений становятся волноводными линиями. Оценки показывают, что начиная с частот 10^{11} Гц задержки сигнала, обусловленные волновыми свойствами, становятся сравнимыми со временем переключения транзисторов ($t_{\text{П}} \approx 10^{-11}$ с).

В наноструктурах используются квантовые эффекты токопереноса, не характерные для обычного токопереноса по проводным линиям, поэтому обычные металлические дорожки теряют свое предназначение, а для межсоединений должны быть разработаны нанопроводники [23].

В настоящее время элементной базой микроэлектроники являются микроэлектронные транзисторы. Основной кремниевой транзисторной структурой в микроэлектронике является кремниевая МДП-структура.

Сейчас достигнуты длина канала и затвора около 100 нм, толщина подзатворного слоя (SiO_2) составляет 0,8 нм (три атомных слоя). Это позволило увеличить быстродействие, но обостряет следующие проблемы: возрастают токи утечек, увеличиваются сопротивления областей сток-исток (увеличивается плотность выделяемой в структуре мощности, растет напряжение переключения). С увеличением напряжения возрастает опасность пробоя подзатворного слоя. Уменьшение длины канала требует увеличения степени легирования в канале до 10^{18} см^{-3} , а это приводит к снижению подвижности носителей заряда и росту порога включения транзистора [23].

Сейчас ведутся разработки транзисторных структур для субмикронной технологии: на 0,13; 0,10; 0,07 мкм, а технология нанометрового диапазона станет промышленной предположительно на ближайшие 50 лет [23].

Некоторые виды транзисторов субмикронной технологии. Проблему масштабирования параметров транзисторов пока предлагается решать в следующих направлениях [23]:

1. *КНИ-транзисторы* (кремний на изоляторе с ультратонким основанием) (UTB-Ultrathin Body):

- а) приборы с управляемой проводимостью канала;
- б) транзисторы с двойным затвором;
- в) плавникоподобный полевой транзистор (FinFET);
- г) одноэлектронные транзисторы.

КНИ транзистор имеет обедненное носителями заряда основание, поэтому в инверсионном слое электрическое поле слабее, следовательно, мощность управления требуется малая.

Фирма Intel создала транзистор TeraHertz (рис. 3.19), в котором основание обеднено полностью, толщина основания 30 нм, за счет этого достигнуто высокое быстродействие и низкая потребляемая мощность.

При напряжении 1,3 В, ток стока достигает 650 мкА, а ток утечки составляет 9 нА.

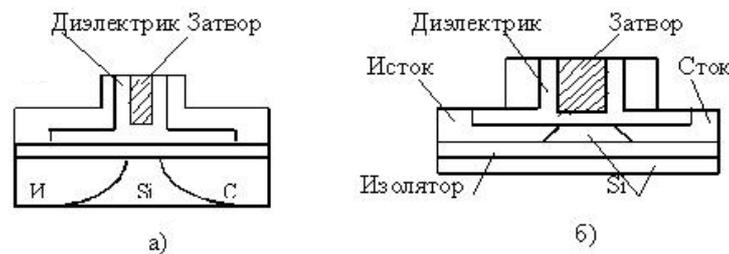


Рис. 3.19. Структуры обычного (а) и TeraHertz (б) транзисторов

Стоко-затворные характеристики КНИ-транзистора показаны на рис. 3.20.

Недостатки КНИ-структур: короткий канал трудно управляется напряжением затвора, требуется высокая степень легирования области истока. Эти недостатки можно частично устранить в транзисторах с двойным затвором.

Конструкция такого транзистора имеет вид пластины (плавника), обернутой затворной областью. Эти транзисторы получили название FinFET-транзисторы (fin – плавник).

Каналы индуцируются напряжением на затворах вдоль обеих сторон пластины.

Трехмерная структура позволяет значительно снизить потери на тепловыделение, ток увеличивается в два раза. Тело транзистора (плавник) имеет толщину 20 нм и высоту 180 нм.

Пороговое напряжение 0,15 В. Затворов может быть два или три (рис. 3.21).

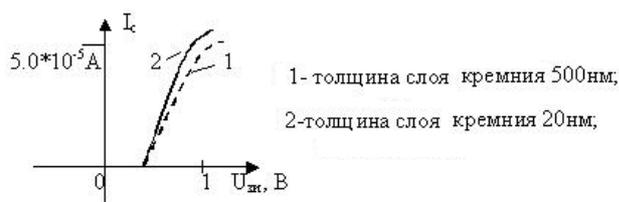


Рис. 3.20. Примерные стоко-затворные характеристики КНИ-транзистора

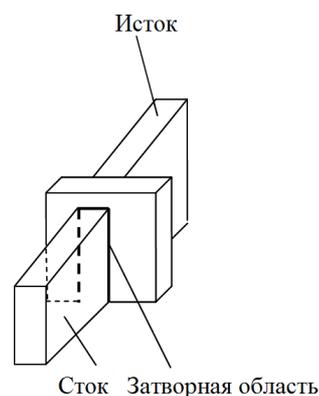


Рис. 3.21. Конструктивная схема нанотранзистора с тремя затворами

2. *Гетеротранзисторы* (HEMT-транзисторы) (High Electron Mobility Transistor) – это гетероструктурные полевые транзисторы с высокой подвижностью электронов.

Наиболее популярным активным элементом такого типа (на гетероструктурах) является *n*-канальный полевой транзистор с затвором Шоттки на арсеинд-галлиевой (GaAs) структуре (MESFET). Транзисторы этого типа имеют длину канала $\approx 0,13$ мкм и работают на частоте 50 ГГц.

На основе гетеропереходных ПТ с затвором Шоттки (ГПТШ) созданы СВЧ-транзисторы на переходах AlGaN-GaN.

Структура ГПТШ на основе GaN показана на рис. 3.22.

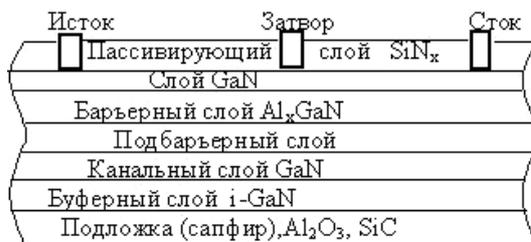


Рис. 3.22. Структура транзистора на гетеропереходах

3. *Нанотранзисторы на основе углеродных нанотрубок.* Эти транзисторы имеют меньшие размеры и меньшее потребление по сравнению с другими нанотранзисторами. Углеродная нанотрубка по диаметру меньше толщины человеческого волоса в $10^4 - 10^5$ раз.

Транзистор формируется на кремниевой подложке, покрытой слоем окисла SiO_2 (рис. 3.23, а). В Московском институте электронной техники (МИЭТ) проведены исследования макетных образцов нанотранзисторов на основе углеродных трубок [23]. Стокозатворная характеристика транзистора напоминает классическую характеристику МОП транзистора со встроенным каналом *p*-типа (рис. 3.23, б).

Отмечено, что создание нанотранзисторов на основе единичной нанотрубки является весьма трудоёмким процессом.

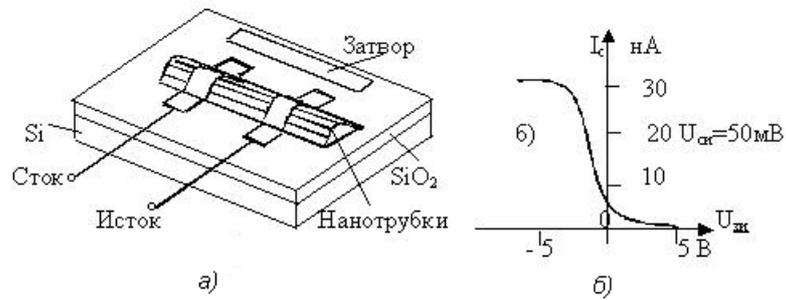


Рис. 3.23. Структурная схема нанотранзистора на углеродных нанотрубках (а) и его стоко-затворная характеристика (б)

Транзисторы на основе углеродных нанотрубок считаются перспективными для работы в условиях высоких температур.

4. ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Приборы, имеющие на вольтамперной характеристике участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением (ОДС), позволяют выполнить устройства, обладающие особыми свойствами и характеристиками. К таким приборам относятся: туннельные диоды, однопереходные транзисторы (двухбазовые диоды), тиристоры и диносторы.

4.1. Туннельный и обращенный диоды

Туннельный диод (ТД) – это диод, на ВАХ которого имеется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. В зависимости от назначения туннельные диоды разделяют на: усилительные (ЗИ 101, ЗИ 104); генераторные (ЗИ 201, ЗИ 203); переключающие (ЗИ 306 – ЗИ 309) [13].

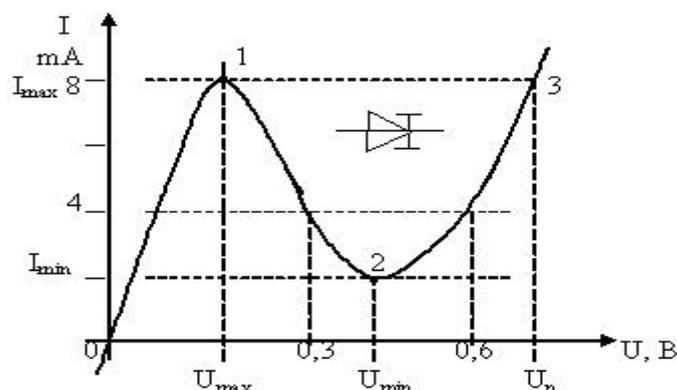


Рис. 4.1. ВАХ туннельного диода

Туннельный диод имеет один $p^+ - n^+$ -переход, но по сравнению с обычными диодами отличается высокой концентрацией примесей. Из-за этого обедненный слой, образующийся в месте $p - n$ -перехода, оказывается очень тонким. Это приводит к появлению так называемого туннельного эффекта, когда носители зарядов (электроны

и дырки), имеющие меньшую энергию, чем высота потенциального барьера, могут проникать сквозь этот барьер (туннелировать) вследствие волновых свойств частиц [25].

На участке 0 – 1 (рис. 4.1), где действует туннельный механизм переноса носителей заряда (вся область отрицательных и начальный участок положительных напряжений, приложенных к диоду), сопротивление диода мало. С увеличением положительного напряжения до значения U_{\max} туннельный ток диода растет (участок 0 – 1) до значения I_{\max} , а затем снижается. При напряжении U_{\min} , соответствующем току I_{\min} , туннельный эффект прекращается. С дальнейшим ростом напряжения начинает проявляться инжекция носителей тока через прямо смещенный $p-n$ -переход, потенциальный барьер перехода снижается, увеличивается прямой ток, обусловленный диффузией зарядов.

Наклон падающего участка ВАХ (участок 1 – 2 на рис. 4.1) определяет величину дифференциального отрицательного сопротивления диода: $R_d = \Delta U / \Delta I$, R_d составляет (десятки – сотни) Ом.

Наличие отрицательного сопротивления позволяет использовать ТД для генерации колебаний и в переключательных схемах. Напряжение переключения $U_{\text{перекл}} = U_n - U_{\max}$, где U_n – напряжение питания.

Так как туннельный механизм переноса зарядов не связан с процессами диффузии носителей заряда, то ТД могут работать на очень высоких частотах (сотни МГц – ГГц) и в широком диапазоне температур (от 4,2 до 620 К). ТД изготавливают из Si, Ga, AsGa.

Обращенный диод является разновидностью ТД, однако в нем вместо участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением на ВАХ имеется практически горизонтальный участок. Диод можно использовать для выпрямления малых напряжений, если использовать обратную ветвь ВАХ (рис. 4.2).

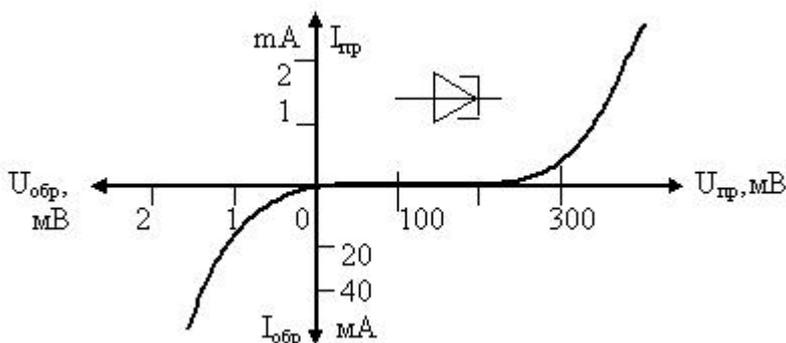


Рис. 4.2. ВАХ обращённого диода

4.2. Двухбазовый диод (однопереходный транзистор)

Двухбазовый диод – это трёхэлектродный полупроводниковый прибор, содержащий один электронно-дырочный переход (эмиттерный) и два вывода от базовой области (b_1 и b_2 рис. 4.3).

База выполнена из полупроводника одного типа проводимости, а эмиттер – из другого. При межбазовом напряжении $U_{mb} = 0$ ВАХ $i_1 = f(U_1)$ представляет собой обычную ВАХ p - n -перехода. При $U_{mb} > 0$ ток i_2 создает внутри кристалла (базы) на участке Э – b_1 падение напряжения $U_{вн}$, которое является запирающим для p - n -перехода. Поэтому при $U_{вн} > U_1$ переход закрыт, через него, как обычно, течет малый обратный ток ($i_1 = -I_{10}$). При $U_1 \geq U_{вн}$ (точка 1, на рис. 4.3, в) переход открывается, в базу из эмиттера инжектируются неосновные носители, сопротивление участка базы Э – b_1 резко падает.

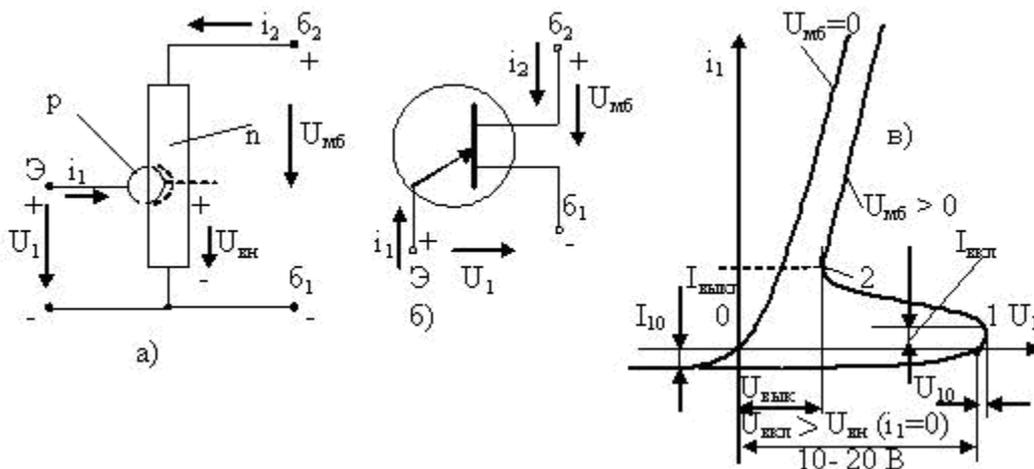


Рис. 4.3. Структура (а), УГО (б) и ВАХ (в) двухбазового диода с n -базой

С уменьшением сопротивления перехода эмиттер-база 1 уменьшается запирающее напряжение $U_{вн}$, ток i_1 увеличивается, еще более открывая p - n -переход ($dU_1 / di_1 < 0$) – развивается лавинообразный процесс, заканчивающийся полным открытием перехода (точка 2), после чего ВАХ выходит на прямую ветвь характеристики p - n -перехода. Напряжение включения:

$$U_{вкл} = U_{вн} (i_1=0) + U_{10} \approx U_{вн} (i_1=0) = U_{mb} (R_{b1}/R_{mb}) = U_{mb} \cdot \eta_R, \quad (4.1)$$

где $R_{мб}$, $R_{б1}$ – сопротивление кристалла соответственно между $б_1$, $б_2$ и $Э - б_1$;

U_{10} – начальное напряжение открытого перехода, $U_{10} \ll U_{вкл}$;

$\eta_R = U_{вн (i1=0)} / U_{мб} \approx R_{б1} / (R_{б1} + R_{б2})$ – внутренний параметр (коэффициент передачи напряжения).

Диоды КТ 117А-Г имеют: $\eta_R = 0,5 - 0,9$; $R_{мб} = (4 - 12)$ кОм;

$I_{вкл} \leq 20$ мкА; $I_{э макс} \leq 50$ мА; $I_{выкл} \geq 1$ мА; $U_{мб} \leq 30$ В;

$f_{ген макс} \leq 200$ кГц; $U_{остаточное э-б} \leq 5$ В.

Существуют однопереходные транзисторы (двухбазовые диоды) с базой из полупроводника p -типа и эмиттером n -типа. ВАХ такого диода аналогичны рассмотренным, но направления токов и напряжений изменяются на обратные, а стрелка на эмиттере в УГО направлена от базы. Есть безкорпусные двухбазовые диоды КТ 119 А, Б, которые используются в схемах генерации и в релейных элементах [15]. Из двух биполярных транзисторов можно создать аналог двухбазового диода, схема которого приведена на рис. 4.4.

Падение напряжения на резисторе $R_{б1}$ играет роль внутреннего напряжения. Транзисторы VT_1 и VT_2 закрыты при $U_1 < [E \cdot R_{б1} / (R_{б1} + R_{б2})] = U_{Rб1}$.

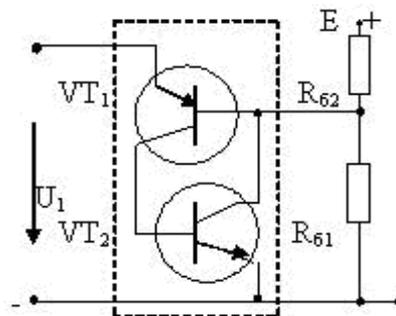


Рис. 4.4. Схема аналога двухбазового диода

Если $U_1 \geq U_{Rб1}$ транзисторы открываются, причём остаточное падение напряжения на открытых транзисторах будет значительно меньше, чем в схеме двухбазового диода.

Преимуществом аналога над оригиналом является малое остаточное напряжение на открытом выходе. Второе преимущество – изменением $R_{б1}$, $R_{б2}$ легко регулировать $U_{вкл}$ прибора.

4.3. Лавинный транзистор

Лавинными транзисторами называют транзисторы, в которых эффект ударной ионизации в $p-n$ -переходе используется для повышения коэффициента передачи тока α . По структуре и основным свойствам лавинный транзистор не отличается от обычных плоскостных транзисторов, однако он работает в такой области характеристик, которая не свойственна усилительному режиму обычного транзистора.

Интегральный коэффициент передачи эмиттерного тока в лавинном транзисторе при наличии ударной ионизации выражается формулой:

$$\alpha_m = M \cdot \alpha \approx 1,$$

где M – коэффициент ударной ионизации.

Известно, что ударная ионизация происходит, когда напряженность электрического поля, вызванная обратным смещением, достаточно велика, и неосновные носители заряда, движущиеся через $p-n$ -переход, ускоряются настолько, что при соударении с атомами в зоне $p-n$ -перехода ионизируют их [18]. В результате появляются пары электрон – дырка, которые в свою очередь ускоряются и могут вызвать ионизацию других атомов и т.д. Лавинный пробой возникает в высокоомных полупроводниках. Коэффициент ударной ионизации можно приближенно оценить по следующему эмпирическому выражению:

$$M \approx 1 / [1 - (U/U_\beta)^n], \quad (4.2)$$

где $n = 3$ для Si(p), Ge(n), $n = 5$ для Ge(p), Si(n);

$U_\beta = U_m \sqrt[n]{1 - \alpha}$ – характеристическое напряжение лавинного пробоя;

U_M – напряжение пробоя в схеме ОБ.

Включение лавинного транзистора по схеме ОЭ показано на рис. 4.5, а. Коллекторные характеристики в схеме ОЭ в области до пробоя имеют вид, показанный на рис. 4.5, б, где U_β – напряжение лавинного пробоя.

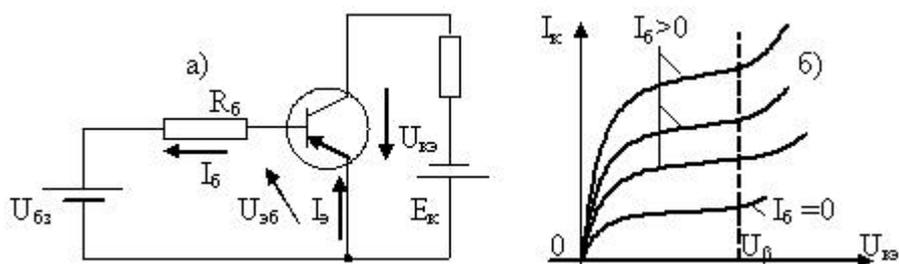


Рис. 4.5. Схема включения лавинного транзистора (а) и его коллекторные характеристики в предпробойной области (б)

Если обеспечить $I_b < 0$, то можно достичь такого положения, что при достижении U_β ток будет еще мал, однако вследствие ударной ионизации его значение будет определяться соотношением $I_b = -I_k = -M I_{к0}$. При дальнейшем увеличении $U_{кэ}$ увеличивается коэффициент M , $|U_{эб}|$ уменьшается ($U_{эб} = U_{бз} - M I_{к0} R_b$), а при $U_{эб} = 0$ переход открывается и $I_b \approx U_{бз} / R_b$. Если в обычном выражении тока коллектора транзистора $I_k = (\alpha I_э + I_{к0}) / (1 - \alpha)$ учесть коэффициент M , то получим:

$$I_k = M(\alpha I_э + I_{к0}) / (1 - M\alpha). \quad (4.3)$$

Это выражение по сути является ВАХ лавинного транзистора, если учесть, что $M = f(U)$. Коэффициент передачи тока α нелинейно зависит от значения тока эмиттера (рис. 4.6).

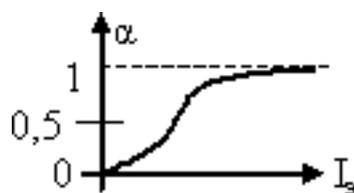


Рис. 4.6. Зависимость коэффициента α от тока эмиттера $\alpha = f(I_э)$

В лавинном транзисторе можно создать режимы, не достижимые для обычных транзисторов. В частности, можно получить выходные характеристики с участком отрицательного дифференциального сопротивления, что даёт возможность строить на лавинных транзисто-

рах управляемые импульсные устройства. Вид выходных характеристик показан на рис. 4.7.

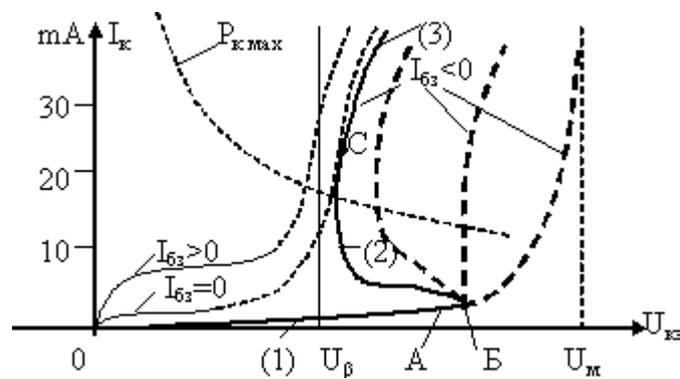


Рис. 4.7. Семейство ВАХ лавинного транзистора

На рис. 4.7 помимо выходных характеристик проведены дополнительные линии, ограничивающие область допустимых значений параметров транзистора: U_m – предельное значение напряжения $U_{кэ}$; $P_{к макс}$ – максимальная допустимая мощность рассеяния коллектора. ВАХ, имеющая явно выраженный участок с отрицательным сопротивлением, содержит три участка: (1)-0АВ, (2)-BC, (3)-C3 (рис. 4.7), что даёт возможность выполнить анализ работы транзистора для каждого из участков отдельно.

На начальном участке (1) эмиттерный переход заперт и следовательно $\alpha \approx 0$, $U_{кэ}$ растёт при слабом увеличении тока I_k . В точке А отпирается эмиттерный переход, $I_k = U_{б} / R_{б} > I_{к0} / \alpha$. Увеличение тока I_k обеспечивается (сопровождается) теперь увеличением $\alpha \cdot I_{э}$ согласно выражению (4.3). Дифференциальное сопротивление перехода уменьшается, а в критической точке Б оно обращается в нуль и далее становится отрицательным. На участке (2) связь напряжения и тока можно выразить соотношением:

$$U_m \sqrt{1 - (\alpha I_{э} + I_{к0}) / I_k}, \quad (4.4)$$

где $I_{э} = I_k + I_{бз}$ при $I_{бз} < 0$, $\alpha = f(I_{э})$.

На участке (2) увеличение I_k сопровождается снижением $U_{кэ}$. В этом можно убедиться, если взять $dU_{кэ} / dI_k$. На участке BC сопротивление перехода эмиттер-коллектор транзистора имеет отрицательное значение (увеличение тока сопровождается уменьшением напряжения). В точке С сопротивление вновь обращается в нуль и затем

принимает положительное значение (участок 3). Изменяя величину тока базы $I_{\beta 3}$ можем получить семейство характеристик, при этом точка Б смещается незначительно, а точка С может смещаться от U_{β} до U_m . Специфика лавинного транзистора состоит в том, что он может длительно работать в рассматриваемых режимах, причем ВАХ с отрицательным участком получается при сравнительно большом коллекторном напряжении $U_{кэ} \approx (20 - 30) \text{ В}$.

Лавинные транзисторы используются в формирователях мощных импульсов тока (до десятков А) с очень малым временем нарастания (коротких импульсов с частотой до 100 мГц) и в усилителях электрических колебаний дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн [25].

4.4. Динисторы и тиристоры

Динисторы и тиристоры – это полупроводниковые приборы, имеющие четырёхслойную структуру, состоящую из чередующихся областей p и n -полупроводника. Динистор имеет два вывода и три p - n -перехода.

Структура динистора представлена на рис. 4.8:

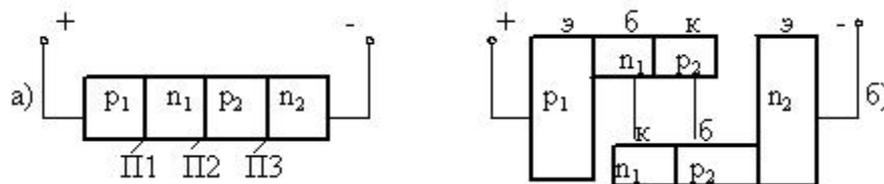


Рис. 4.8. Структура динистора (а) и её двухтранзисторное представление (б)

Если приложить к динистору внешнее напряжение («+» к области p_1 , а «-» к области n_2), то переходы Π_1 , Π_3 окажутся смещенными в прямом направлении, а переход Π_2 – в обратном. Переход Π_2 называют коллекторным. Следовательно, всё внешнее напряжение

будет приложено к коллекторному переходу, но ток в цепи не течет. Представленная выше двухтранзисторная структура динистора (рис. 4.8, б) позволяет создать схему его транзисторного аналога (рис. 4.9, а).

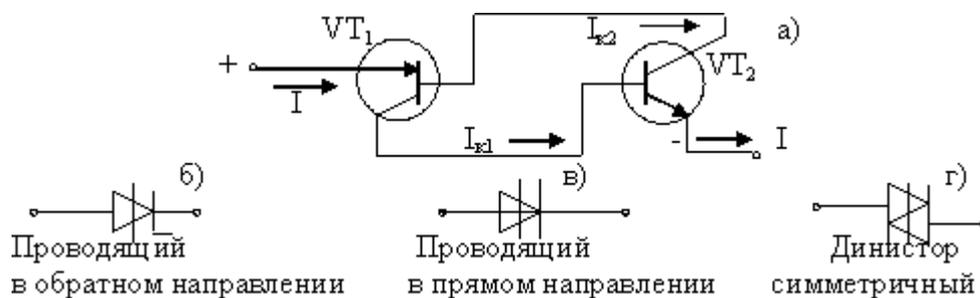


Рис. 4.9. Схема транзисторного аналога (а) и условные графические обозначения динисторов (б), (в), (г)

Транзисторный аналог динистора позволяет выяснить соотношения для токов. На схеме рис. 4.9, а видно, что $I = I_{э1} = I_{э2} = I_{к1} + I_{к2}$, с другой стороны $I = \alpha_1 I_{э1} + \alpha_2 I_{э2} + I_0 = I_0 / (1 - \alpha_1 - \alpha_2)$, где I_0 – обратный ток коллекторного перехода; α_1 , α_2 – коэффициенты передачи тока от перехода П₁ к П₂ и от П₂ к П₃.

Пока коллекторный переход смещён в обратном направлении, практически все приложенное напряжение падает на нем. Поэтому при больших напряжениях следует учитывать ударную ионизацию в этом переходе. Если для упрощения принять один и тот же коэффициент лавинного умножения M для обратного тока и коэффициентов передачи, то выражение для тока I примет следующий вид:

$$I = \frac{MI_0}{1 - M(\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (4.5)$$

Это похоже на выражение (4.3) для тока лавинного транзистора. ВАХ динистора имеет S-образный вид (рис. 4.10). Переключение происходит при $M(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$, когда сопротивление структуры становится малым (дифференциальное сопротивление стремится к нулю).

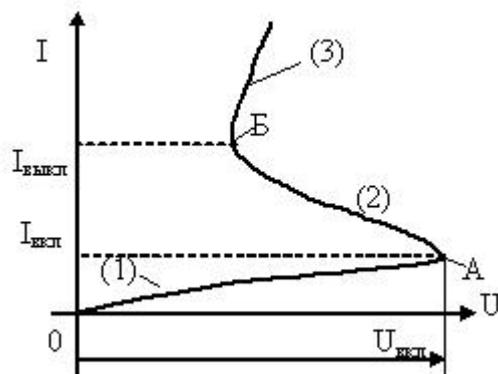


Рис. 4.10. Статическая ВАХ динистора

Принцип действия динистора можно пояснить следующим образом.

Так как переходы Π_1 и Π_3 смещены в прямом направлении, из них в области баз (n_1 и p_2) инжектируются носители заряда: дырки – из области p_1 , электроны – из области n_2 . Эти носители диффундируют в базах к коллекторному переходу и его полем перебрасываются через p - n -переход. (В обратных направлениях движутся и дырки и электроны, образуя ток I_0) При малых значениях приложенного напряжения все оно практически падает на коллекторном переходе Π_2 , к переходам Π_1 и Π_3 приложены малые значения падения напряжения, инжекция носителей невелика. Ток мал и равен обратному току перехода Π_2 и вначале меняется незначительно. С дальнейшим возрастанием напряжения, по мере увеличения ширины перехода Π_2 , все больше проявляется ударная ионизация. Когда достигается значение напряжения лавинного пробоя, развивается лавинный процесс. Ток через переход Π_2 увеличивается, но его сопротивление уменьшается значительно сильнее, и падение напряжения на нем тоже уменьшается. Это, в свою очередь, приводит к повышению напряжений, приложенных в прямом направлении к переходам Π_1 и Π_3 , и увеличению инжекции через них, что вызывает дальнейший рост коллекторного тока. Сопротивление перехода Π_2 становится малым, в цепи потечёт ток, величина которого будет ограничиваться только внешним сопротивлением (происходит переключение динистора из непроводящего состояния в проводящее). На ВАХ этому процессу соответствует участок АБ с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Переключение происходит практически мгновенно, поэтому участок АБ – это участок неустойчивой работы прибора. Ток в цепи динистора изменяется от значения $I_{вкл}$ до значения $I_{выкл}$ (рис. 4.10). После пе-

реключения ВАХ аналогична ветви характеристики диода, смещенного в прямом направлении.

Если от одной из баз динисторной структуры сделать отвод (управляющий электрод), то получим управляемый прибор, называемый *тиристором* (тринистором).

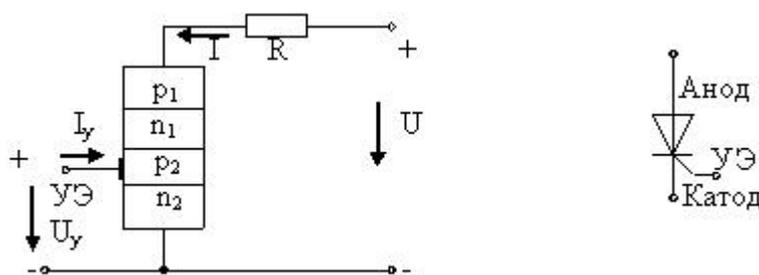


Рис. 4.11. Структурная схема и УГО тиристора с управлением по катоду

Если на переход $p_2 - n_2$ (рис. 4.11) подать внешнее смещение (напряжение U_y), то в цепи управления потечёт ток управления I_y , ток через переход $p_2 - n_2$ увеличивается, вызывая снижение потенциального барьера коллекторного перехода $n_1 - p_2$. Лавинный пробой перехода $n_1 - p_2$ произойдёт при меньшем значении внутреннего напряжения, приложенного к этому переходу. В главной цепи тиристора под действием внешнего (анодного) напряжения потечёт ток I , величина которого будет определяться сопротивлением резистора R . С некоторыми допущениями ток в главной цепи можно определить по соотношению:

$$I = M(I_0 + \alpha_2 I_y) / [1 - M(\alpha_1 + \alpha_2)], \quad (4.6)$$

где $\alpha_2 I_y$ – добавка тока управления.

Увеличение тока через переход $p_2 - n_2$ увеличивает вероятность возникновения лавинного процесса. Поэтому, изменяя ток, можно менять напряжение, при котором происходит переключение тиристора, и тем самым управлять моментом его включения. Принцип действия тиристора хорошо иллюстрируется семейством его ВАХ, построенных при разных значениях тока управления (рис. 4.12). ВАХ, соответствующая значению $I_y = 0$, является по сути ВАХ динистора и определяет предельное значение напряжения между анодом и катодом, которое может без пробоя выдержать тиристор. При отсутствии или недостаточной величине сопротивления резистора R (рис. 4.11) в случае достижения внешним напряжением предельного значения тиристор будет повреждён чрезмерно большим током.

Для рассмотрения работы тиристора в электрической цепи, содержащей источник питания с напряжением U и нагрузочный резистор R , совместим семейство ВАХ тиристора и резистора (рис. 4.12).

Линию нагрузки проводим по точкам U_1 / R , U_1 . Исходная рабочая (характеристическая, изображающая) точка «а» находится на пересечении линии нагрузки с ВАХ тиристора при $I_y = 0$.

Для включения тиристора в его цепь управления подаётся ток управления $I_{y1} > 0$. Исходная рабочая точка «а» переместится в положение (a_1), которому соответствует ВАХ при токе управления I_{y1} и напряжении переключения U_n .

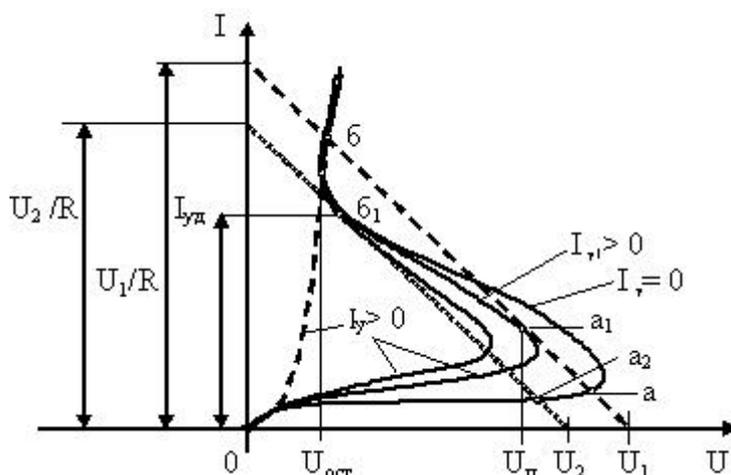


Рис. 4.12. Семейство ВАХ тиристора и резистора при изменении тока управления

Тиристор открывается, что соответствует переходу изображающей точки из положения (a_1) в положение ($б$). Напряжения на тиристоре становится малым и равным $U_{ост}$, а максимальное значение тока I ограничено сопротивлением резистора R . Чтобы выключить тиристор, нужно либо уменьшить ток в его главной цепи до значения тока удержания ($I < I_{yд}$) путем понижения напряжения U до U_2 после отключения цепи управления, либо создания в цепи УЭ управляющего тока противоположной полярности. Этот процесс на рис. 4.12 характеризует линия нагрузки, проведённая параллельно первой через точку $I_{yд}$, и отсекающая от оси токов участок U_2 / R . При этом рабочая точка из положения ($б_1$) перейдет в положение (a_2), а при восстановлении напряжения — в положение (a).

В настоящее время тиристоры используются преимущественно

в силовой электронике, как мощные управляемые коммутаторы сило-

вых электрических цепей. Применяются тиристоры не только с односторонней проводимостью с управлением по катоду либо по аноду, но и симметричные (симисторы), проводящие ток в обоих направлениях [13]. УГО некоторых видов тиристоров показаны на рис. 4.13.

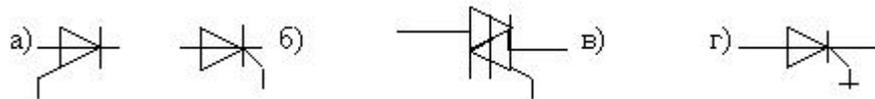


Рис. 4.13. Условные графические изображения тиристоров: управляемый (а), по катоду (б), симметричный (в), запираемый (г) по аноду

К основным параметрам тиристора относятся допустимые значения токов и напряжений, скорости их изменения, время включения – выключения.

5. КОМПОНЕНТЫ ОПТОЭЛЕКТРОНИКИ

Оптоэлектроника – раздел электроники, изучающий использование эффекта взаимодействия электромагнитных волн оптического диапазона ($3 \cdot 10^{11} - 3 \cdot 10^{17}$ Гц, $1 \text{ мм} - 1 \cdot 10^{-3} \text{ мкм}$) с электронами в веществах и методы создания оптоэлектронных приборов (ОЭП) и устройств, использующих это взаимодействие для генерации, передачи, хранения, обработки и отображения информации [9]. Длина волны излучения определяется соотношением:

$$\lambda[\text{м}] = \frac{c}{f} = \frac{300 \cdot 10^6[\text{м/с}]}{f[1/\text{с}]} \quad (5.1)$$

Время возникновения идей оптоэлектроники (ОЭЛ) – 50-е годы XX века. Как самостоятельный раздел науки и техники ОЭЛ начала

формироваться в 60-е годы (появление лазеров и излучающих диодов). С 1970-х годов возникла интегральная оптика.

Большинство современных ОЭП и устройств работает в диапазоне волн (0,5 – 1,5) мкм, ($6 \cdot 10^{14}$ – $2 \cdot 10^{14}$) Гц. Работа этих устройств основана на использовании различных видов люминесценции (холодное свечение, продолжающееся после исчезновения облучения), электро-магнито-акусто-оптических эффектов, фотоэлектрических явлений.

Достоинства и преимущества ОЭЛ по сравнению с традиционной полупроводниковой электроникой обусловлены:

- электрической нейтральностью квантов оптического излучения – фотонов;
- высокой частотой световых колебаний;
- малой расходимостью светового луча (до 1") и возможностью его фокусировки [9].

Электрическая нейтральность фотонов обеспечивает невосприимчивость оптических каналов связи к воздействиям электромагнитных полей, т.е. обеспечивает высокую помехозащищенность; полную гальваническую развязку входных и выходных цепей; двойную (пространственную и временную) модуляцию потока оптического излучения.

Высокая частота световых колебаний обеспечивает высокую информационную емкость оптических каналов связи.

Малая расходимость светового луча позволяет передать энергию оптического излучения с минимальными потерями.

Основными оптоэлектронными элементами являются:

- а) источники когерентного (связанного, при сложении усиливающегося) излучения (полупроводниковые лазеры) и некогерентного излучения [излучающие диоды (ИК, УФ, светодиоды)];
- б) оптические среды (активные, пассивные);
- в) приемники оптического излучения (фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры);
- г) оптические элементы (линзы, призмы, зеркала, поляризаторы):

- волоконно-оптические элементы [жгуты, фоконы (фокус, конус)],
- селфоки (self focusing);
- интегрально-оптические элементы (оптические зеркала, фильтры).

Широкое применение находят в электронно-вычислительных средствах излучающие диоды, оптоэлектронные пары, оптоэлектронные переключатели, оптроны, различные классы индикаторов.

5.1. Излучающие диоды

Излучающий диод – это диод, содержащий полупроводниковый p – n -переход, в котором при прохождении электрического тока генерируется оптическое излучение в инфракрасной (ИК), видимой или ультрафиолетовой (УФ) области спектра. Распространены инфракрасные и излучающие в видимой части спектра диоды (светодиоды). Прохождение тока через p – n -переход в прямом направлении в светодиодах сопровождается рекомбинацией инжектированных носителей заряда. В определенных материалах (GaAs, GaSb, InAs, InSb и т.д.) процесс рекомбинации сопровождается выделением кванта света – фотона, при этом возникает некогерентное свечение люминисценции. Цвет свечения зависит от материала примеси полупроводника: примесь ZnO – красный цвет, азот N – зеленый, (ZnO + N) – желтый, оранжевый. Основные характеристики светодиода (ВАХ и характеристика яркости) показаны на рис. 5.1.

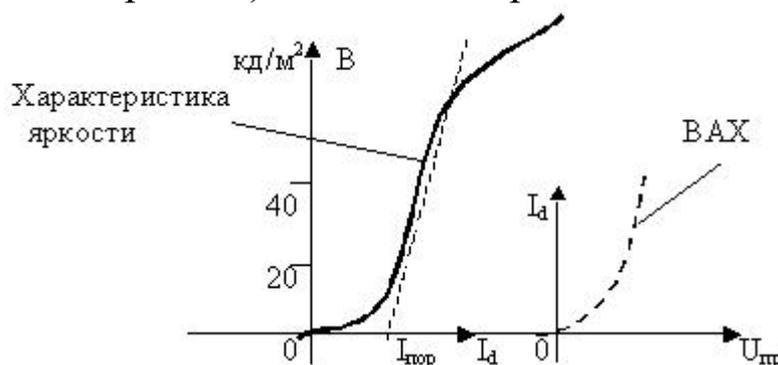


Рис. 5.1. ВАХ и характеристика яркости светодиода

Характеристика яркости имеет нелинейный начальный участок, на котором яркость мала, и линейный участок, в пределах которого яркость изменяется в десятки раз (рис. 5.1). Именно этот участок чаще всего используется. На этом участке яркость свечения:

$$B = B_0 (I_d - I_{нор}), \quad (5.2)$$

где B_0 – чувствительность по яркости;

I_d – ток светодиода;

$I_{пор}$ – пороговый ток – ток, при котором возможна линейаризация характеристики, $I_{пор} \approx (0,1 - 2,5)$ мА.

Аналитическое выражение ВАХ:

$$I_d = I_m [(\exp (U/M\phi_m) - 1)], \quad (5.3)$$

где I_m – тепловой ток;

ϕ_m – тепловой потенциал, $M=(0,5 - 2)$.

В эквивалентной схеме (рис. 5.2, в) обозначено: R – омическое сопротивление кристалла полупроводника и контактов; R_d – сопротивление p – n –перехода, зависящее от тока; C_d – емкость p – n –перехода, зависящая от тока.



Рис. 5.2. Конструкция (а), УГО (б) и эквивалентная схема (в) светодиода

Материалы для светодиодов – арсенид галлия GaAs, фосфид галлия GaP и другие.

Основные параметры светодиодов:

1. Сила света – световой поток, приходящийся на единицу телесного угла в заданном направлении. Единица измерения – Вт/ср (ватт/стерадиан) или мКд (миликанделла), яркость измеряется в Кд/м². Для светодиодов сила света составляет (0,1 – 10) мКд.

2. Цвет свечения (длина волны излучения).

3. Постоянное прямое напряжение – падение напряжения при заданном токе, равное (2 – 4) В.

4. Угол излучения – плоский угол, в пределах которого сила света составляет не менее половины ее максимального значения.

5. Характеристики яркости, ВАХ, КПД преобразования.

5.2. Фоторезисторы

В фоторезисторах используется явление изменения сопротивления вещества под действием излучения. Под действием света в фоторезисторе возрастает концентрация подвижных носителей заряда за счет того, что кванты электромагнитного излучения возбуждают

электроны и переводят их из валентной зоны в зону проводимости. Фотопроводимость ζ_{ϕ} характеризуется изменением электропроводности кристалла по сравнению с его затемненным состоянием:

$$\zeta_{\phi} = q(\Delta n\mu_n + \Delta p\mu_p), \quad (5.4)$$

где Δn , Δp – приращения концентраций зарядов в результате облучения;

μ_n , μ_p – подвижности отрицательных и положительных зарядов.

Конструктивно фоторезистор (ФР) представляет собой пленку полупроводника, сформированную на основании и имеющую отводы, укрепленные в корпусе (рис. 5.3).



Рис. 5.3. Конструктивное представление и УГО фоторезистора

Свет может облучать поверхность либо параллельно, либо перпендикулярно токоотводящим поверхностям. Основные характеристики фоторезисторов показаны на рис. 5.4.

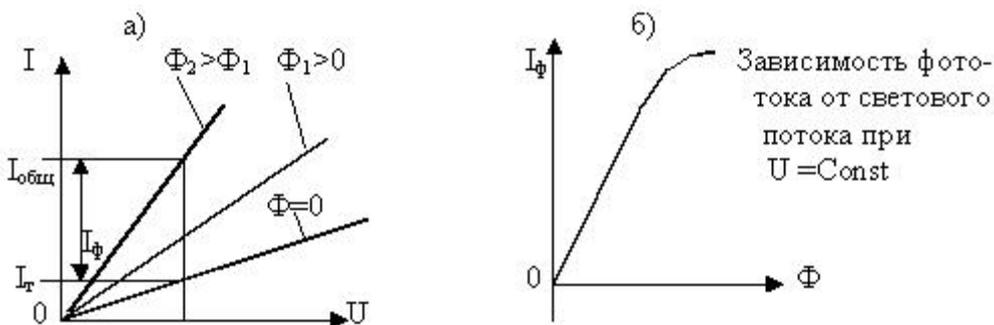


Рис. 5.4. ВАХ (а) и энергетическая характеристика (б) фоторезистора

Фоторезистор – пассивный элемент, ток в нём возникает только при подаче на него напряжения питания U , но величина тока зависит и от величины светового потока Φ , падающего на его поверхность. Ток фоторезистора $I_{общ}$ имеет две составляющих: I_{ϕ} – фототок, обусловленный наличием светового потока; I_m – темновой ток (при $\Phi = 0$), $I_{общ} = I_m + I_{\phi}$.

Энергетическая характеристика в области малых потоков линейна, затем рост тока замедляется из-за увеличения рекомбинаций носителей заряда.

Основные параметры фоторезистора:

1. Чувствительность – это отношение выходной величины к входной. Обычно используют для ФР токовую чувствительность – отношение приращения фототока к вызвавшему его приращению величины, характеризующей излучение:

а) токовая чувствительность к световому потоку:

$$S_{\Phi \text{ диф}} = \Delta I_{\Phi} / \Delta \Phi;$$

б) токовая чувствительность к освещенности E :

$$S_{E \text{ диф}} = \Delta I_{\Phi} / \Delta E.$$

Освещенность E измеряется в Люксах ($\text{Кд}\cdot\text{ср}/\text{м}^2$). Чаще всего используют величину удельной интегральной чувствительности, которая характеризует интегральную чувствительность, когда к фоторезистору приложено напряжение 1 В.

$$S_{\text{инт.}} = I_{\Phi} / \Phi . \quad (5.5)$$

Чувствительность ФР зависит от материала, из которого они изготовлены, что отражают спектральные характеристики [абсолютная (АСХ) и относительная (ОСХ)]. АСХ – это зависимость чувствительности от частоты (длины волны) падающего излучения. ОСХ – это зависимость относительной чувствительности от частоты (длины волны):

$$S(\lambda) = S_{\text{абс}}(\lambda) / S_{\text{абс.мах}}(\lambda),$$

где $S(\lambda)$, $S_{\text{абс}}(\lambda)$, $S_{\text{абс.мах}}(\lambda)$ – соответственно относительная, абсолютная, максимальная абсолютная чувствительности.

Характеристики $S(\lambda)$ имеют чётко выраженный максимум, соответствующий определённой длине волны облучения для каждого материала (рис. 5.5).

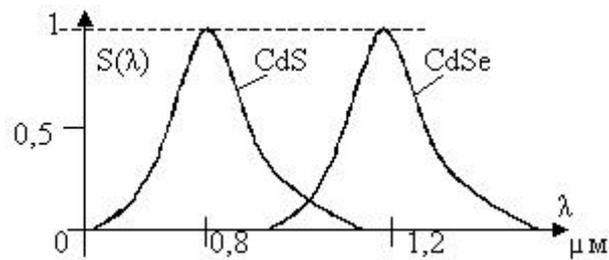


Рис. 5.5. Вид спектральных характеристик фоторезистора

2. Граничная частота $f_{гр}$ – это частота синусоидального сигнала, модулирующего световой поток, при котором чувствительность фоторезистора уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с чувствительностью немодулированного потока: $f_{гр} = (10^3 - 10^5)$ Гц.

3. Температурный коэффициент фототока:

$$\alpha_m = \partial I_\phi / \partial T \cdot 1 / I_\phi, \text{ при } \Phi = \text{Const}, \quad \alpha_m = (-10^{-3} - 10^{-4}) \text{ 1/град.}$$

4. Рабочее напряжение (5 – 100) В.

5. Допустимая мощность рассеяния (0,01 – 0,1) Вт.

5.3. Фотодиоды

Фотодиод (ФД) – полупроводниковый диод, обладающий свойством односторонней проводимости, возникающей при воздействии на него оптического излучения. ФД используется для преобразования оптического сигнала в электрический. Наиболее распространены $p-i-n$ -диоды, в которых толщина высокоомной i -области выбирается так, чтобы обеспечить наилучшие свойства (чувствительность и быстродействие) прибора. $p-i-n$ -структура образуется, если области p и n разделены высокоомным слоем (рис. 5.6) с собственной (i) проводимостью для снижения напряженности поля в переходе.

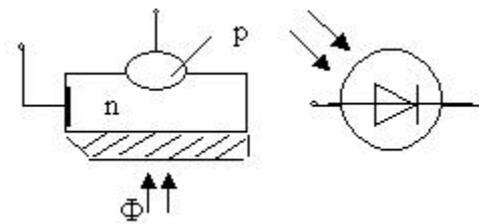


Рис. 5.6. Структура и УГО фотодиода

Действие фотодиода основано на поглощении света вблизи области $p-n$ -перехода, в результате чего генерируются новые носители заряда (электронно-дырочные пары).

Различают два режима работы ФД:

а) фотодиодный, когда имеется источник питания, создающий обратное смещение;

б) вентильный (фотогенераторный), когда такой источник отсутствует.

В фотодиодном режиме возникающие в результате фотогенерации носители зарядов приводят к возрастанию обратного тока, который зависит от интенсивности падающего излучения и практически не зависит от величины обратного напряжения (рис. 5.7).

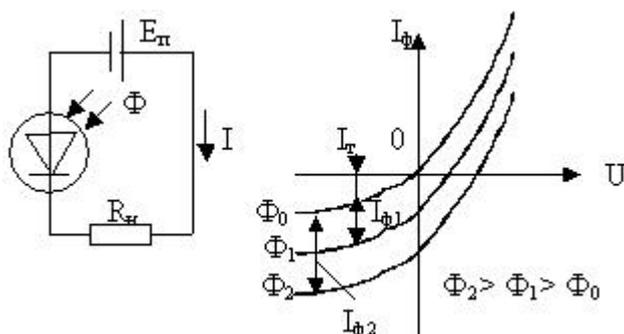


Рис. 5.7. Схема включения и ВАХ ФД в фотодиодном режиме

В вентильном (фотогенераторном) режиме ФД используется как фотогенератор (источник фотоэдс, фотоэлемент).

Фотоэдс E_f зависит от светового потока и свойств полупроводника:

$$E_f \approx \varphi_T \ln(I_f / I_0) = \varphi_T \ln(S_{инт} \Phi / I_0), \quad (5.6)$$

где φ_T – тепловой потенциал;

I_f – фототок;

$$I_f = S_{инт} \Phi;$$

$S_{инт}$ – интегральная токовая чувствительность;

I_0 – тепловой ток $p-n$ -перехода.

Основные характеристики и параметры фотодиода:

1. Энергетические характеристики $I_\phi = f(\Phi)$ – зависимости фототока от светового потока (рис. 5.8, а). При работе в генераторном режиме $I_\phi = f(\Phi)$ линейна, если $R_H = 0$ (коротко замкнутый ФД) (рис. 5.8, б). С ростом R_H характеристики искривляются.

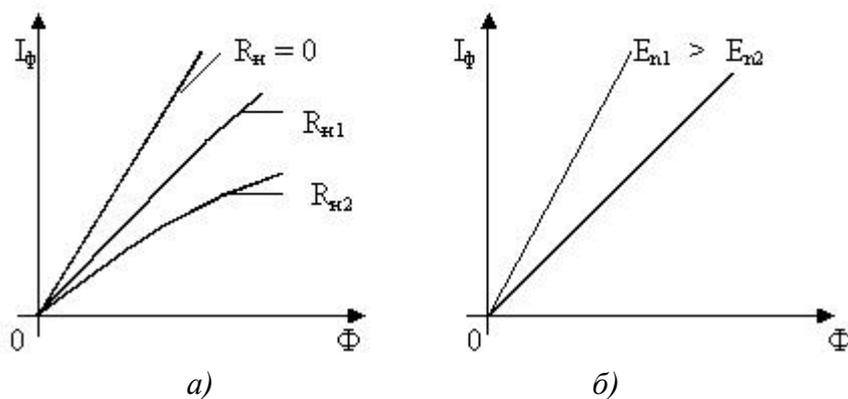


Рис. 5.8. Энергетические характеристики фотодиода:

а – фотогенераторный режим, б – фотодиодный режим

2. Спектральные характеристики фотодиода аналогичны характеристикам фоторезистора.

3. Граничная частота – частота, при которой интегральная чувствительность уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со статическим значением $f_{gp} \approx 10^7$ Гц = 10 МГц. У фоторезисторов $f_{gp} \approx (1 - 100)$ кГц.

Сейчас разработаны ФД на основе $p-i-n$ -структур, барьеров Шоттки, лавинные ФД, предназначенные в основном для повышения быстродействия и увеличения чувствительности.

5.4. Фототранзисторы

Фототранзистор (ФТ) – транзистор (обычно биполярный), в котором управление коллекторным током осуществляется на основе внутреннего фотоэффекта. ФТ служит для преобразования световых сигналов в электрические с одновременным усилением последних. Включение ФТ во внешнюю электрическую цепь подобно включению транзистора по схеме с общим эмиттером, обычно с нулевым током базы (вывод базы отключен от внешней цепи). Такой режим

характерен только для ФТ и носит название «режим с плавающей базой».

Фототранзистор сделан так, что излучение попадает на область базы. В результате поглощения энергии в базе генерируются электронно-дырочные пары, участвующие в создании фототока. При отсутствии облучения ($\Phi = 0$) между коллектором и эмиттером течет темновой ток, т.е. обратный ток $p-n$ -перехода. Схемы включения ФТ показаны на рис. 5.9.

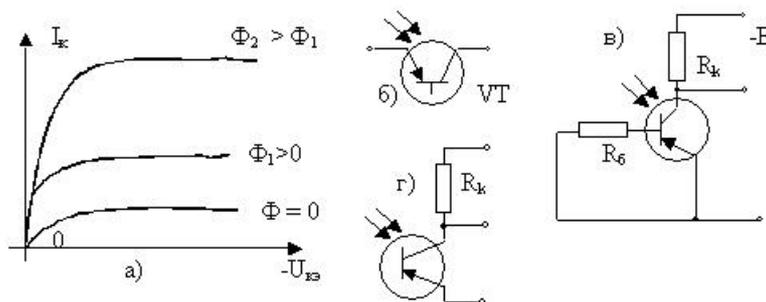


Рис. 5.9. Выходные характеристики (а), УГО (б) и схемы включения фототранзистора при наличии (в) и отсутствии (г) базового вывода

Основные характеристики и параметры фототранзистора:

1. ВАХ фототранзистора подобны ВАХ транзистора в схеме с ОЭ, но параметром служит не ток базы, а поток Φ (рис. 5.9, а).

2. Энергетические $I_\phi = f(\Phi)$ и спектральные $S(\lambda)$ характеристики подобны характеристикам ФД.

3. Коэффициент усиления по фототоку:

$$K_{y\phi} = (1 + h_{21\phi}).$$

4. Ширина полосы пропускания – $(10^4 - 10^5)$ Гц.

5. Значение темнового тока (при $\Phi = 0$).

6. Токовая чувствительность $S_{инт} = I_\phi / \Phi$.

В качестве высокочувствительных фотоприемников используются также полевые фототранзисторы, имеющие более широкую полосу пропускания ($10^6 - 10^8$) Гц. Используются также фототиристоры.

5.5. Оптроны

Оптроны – это полупроводниковые приборы, состоящие из излучателя света и фотоприемника, взаимодействующих друг с другом и помещенных в общем корпусе. Оптроны используют для оптиче-

ской связи отдельных частей радиоэлектронных устройств. С помощью оптронов обеспечивается электрическая развязка между частями устройства (гальваническое разделение цепей).

В оптронах между источником излучения и фотоприемником имеется среда, выполняющая функции световода. Эта среда должна иметь большой коэффициент преломления для согласования с большим коэффициентом преломления материалов, служащих источниками света. Среда с большим коэффициентом преломления называется иммерсионными: это свинцовые и селеновые стёкла с коэффициентами преломления соответственно (1,7– 1,9) и (2,4 – 2,6).

Оптроны широко применяются в самых различных устройствах автоматики и электронной техники. Конструкции и параметры оптронов постоянно совершенствуются с целью уменьшения потребления энергии источниками излучения и расширения функциональных возможностей фотоприёмной части.

Структуры диодных оптронов с разными световодами приведены на рис. 5.10. Примеры обозначений оптронов показаны на рис. 5.11.

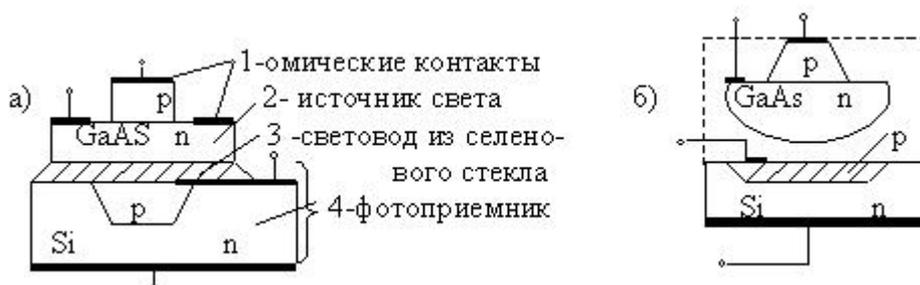


Рис. 5.10. Структура диодных оптронов со световодом из стекла (а) и вакуумным (воздушным) световодом (б):

1 – омические контакты; 2 – источник света;
3 – световод из селенового стекла; 4 – фотоприемник

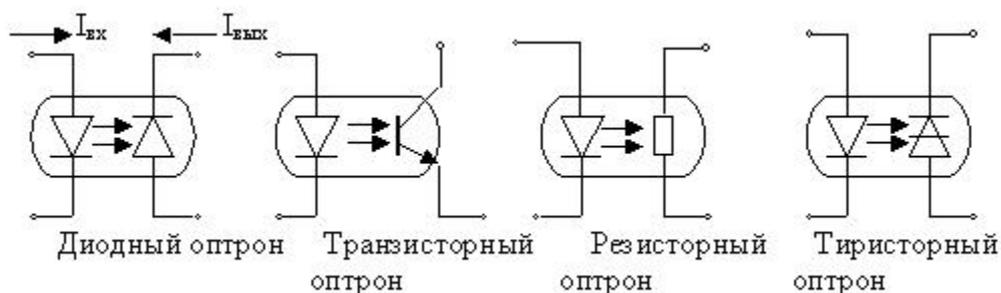


Рис. 5.11. Условные изображения оптронов разных типов

Сопротивление между входной и выходной цепями оптронов составляет ($10^{13} - 10^{15}$) Ом. Диодные, транзисторные и тиристорные оптроны используют в основном в ключевых режимах. Резисторный оптрон чаще всего применяют в усилительных устройствах. Сейчас разработаны оптроны, в которых совмещаются функции простейших оптронов и электронных преобразователей (усилителей), выполняемых на одной подложке [13]. Условное графическое изображение такого оптрона показано на рис. 5.12.

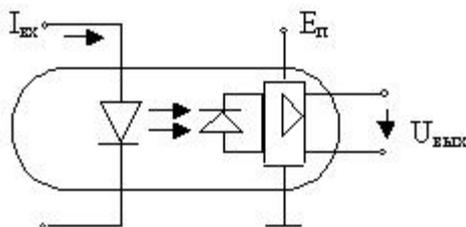


Рис. 5.12. Пример УГО оптрона с усилительным элементом на выходе

Промышленностью серийно выпускаются оптоэлектронные коммутаторы сигналов, состоящие из арсенид-галлиевого излучателя, кремниевого фотодиода и интегрального усилителя, обеспечивающего выходные уровни напряжения, достаточные для управления логическими элементами ТТЛ-серий (серии К249ЛП1, К262КП1 и др.). Входной ток оптоэлектронных коммутаторов не превышает 20 мА, ёмкость между входом и выходом – не более 5 пФ [13].

6. КРАТКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ИНДИКАТОРОВ И ЛАЗЕРОВ

Там, где информацию требуется представить в форме, удобной для визуального восприятия часто применяются устройства, называемые *индикаторами*. Основные компоненты этих устройств – это приборы, обеспечивающие преобразование электрических сигналов в пространственное распределение яркости излучения или в распределение степени пропускания или поглощения светового излучения [4]. Из электрических сигналов в этих приборах получают ви-

димое изображение букв, цифр, геометрических фигур, знаков, полос, мнемосхем и пр.

Устройства отображения информации создаются на основе таких активных излучательных компонентов как:

- электронно-лучевые трубки;
- газонаполненные источники излучения;
- электролюминесцентные и накаливаемые приборы.

Широко распространены пассивные излучательные компоненты: жидкокристаллические, электрохромные, электрофоретические.

Цвет пассивных электрохромных компонентов зависит от интенсивности поля. В электрофоретических приборах под действием электрического поля перемещаются заряженные пигментные частицы.

Наиболее часто применяют знакосинтезирующие индикаторы (ЗСИ) и электронно-лучевые трубки (ЭЛТ), дисплей. Дисплей – это устройство отображения информации, обеспечивающее связь человека с машиной.

По виду отображаемой информации ЗСИ делятся на:

- единичные (точка, запятая, круг, квадрат);
- цифровые;
- буквенно-цифровые (и специальные математические символы);
- шкальные (информация в виде уровней или значений величин);
- мнемонические (для изображений фрагментов мнемосхем);
- графические (графики, символы, спецзнаки).

По виду элементов и способу формирования информационного поля:

- сегментные;
- матричные.

По виду питающего напряжения:

- постоянного тока;
- переменного тока;
- пульсирующего тока.

По значению питающего напряжения:

- низковольтные (менее 5 В);
- средневольтные (менее 30 В);
- высоковольтные (более 30 В).

6.1. Вакуумные люминесцентные индикаторы

Вакуумные люминесцентные индикаторы (ВЛИ) относятся к активным источникам излучения, преобразующим электрическую энергию в световую. Используются в микрокалькуляторах и ЭВМ, кассовых аппаратах, электронных часах и приборах. ВЛИ представляет собой электронную диодную или триодную систему, в которой под воздействием электронной бомбардировки высвечиваются покрытые низковольтным катодолюминофором сегменты – аноды (рис. 6.1).

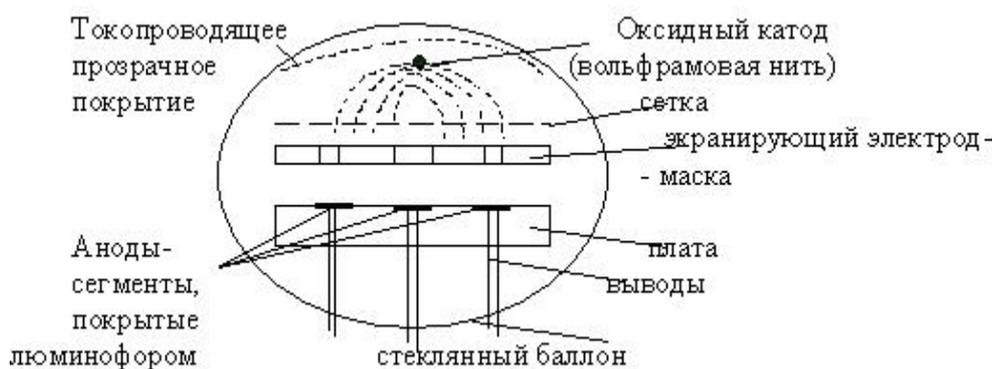


Рис. 6.1. Конструктивная схема электровакуумного люминесцентного накаливаемого индикатора (поперечный разрез)

Низковольтная вакуумная *катодная люминесценция* носит рекомбинационный характер: люминофор бомбардируется электронами, что приводит к нарушению его термодинамического равновесия. Появляются активные электроны и дырки, которые рекомбинируют между собой, излучая фотоны. Низковольтная катодолюминесценция

возникает при небольших ускоряющих напряжениях, приложенных между анодом и катодом (единицы – десятки Вольт).

ВЛИ выпускаются одноразрядные и многоразрядные, в цилиндрических и плоских баллонах, с различными размерами знаков разных типов:

– типа ИВ, ИВЛ (люминесцентные), например, ИВ27 имеет 24 вывода, яркость 500 кд/м^2 (для сравнения цветной кинескоп – 300 кд/м^2);

– шкальные – ИВЛШ;

– со встроенным управлением – ИВЛШУ;

– матричные – ИВЛМ;

– одноцветные и многоцветные индикаторы типа ИЛТ (бытовые).

Формирование изображения на информационном поле ВЛИ осуществляется статическим или мультиплексным (динамическим) способами. Статический способ – возбуждающие сигналы подаются на аноды – сегменты и изображение знака формируется одновременно. При динамическом способе возбуждающие сигналы подаются в определенной последовательности с заданной частотой, создавая эффект непрерывного свечения. Частота должна быть не ниже 50 Гц во избежание мелькания изображения.

6.2. Электролюминесцентные индикаторы

Электролюминесцентные индикаторы (ЭЛИ) предназначены для отображения различной информации в системах управления и контроля. В них также используется явление люминесценции, заключающееся в том, что некоторые вещества способны излучать свет под действием электрического поля. ЭЛИ в простейшем случае представляет собой плоский конденсатор с диэлектриком – слоем органической смолы с люминесцентным порошком на основе сульфида или селенида цинка (ZnS , ZnSe). Добавление активаторов обеспечивает цвет свечения: зеленый, голубой, желтый, красный, белый). Упрощенная структура ЭЛИ показана на рис. 6.2.



Рис. 6.2. Структура электролюминесцентного индикатора:

- 1 – стеклянная пластина; 2 – прозрачная токопроводящая пленка;
3 – слой люминофора диэлектрик; 4 – металлическая пленка

Принцип действия индикатора: переменное напряжение прикладывается к токопроводящим пластинам, под действием созданного электрического поля в слое люминофора возникает свечение. Электрод 4 (металлический) имеет форму букв или цифр, или сегментов для получения синтезируемых знаков или геометрических фигур. Электрод 2 (оксид олова) – сплошной и прозрачный. Наиболее распространены буквенно-цифровые сегментные индикаторы (для изображения цифр используются 7 – 9 сегментов, 19 сегментов используются для изображения любых букв русского и латинского алфавита).

ЭЛИ делают обычно с пластмассовым корпусом, питание осуществляется переменным напряжением частотой (400 – 1200) Гц. Линейные размеры могут быть от единиц до десятков миллиметров. Потребление – от долей мА до десятков мА. Срок службы – несколько тысяч часов. Яркость изображения – хорошая. Недостатком является сложная система управления.

6.3. Жидкокристаллические индикаторы

Жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ) – это пассивные приборы, в основу работы которых положено свойство некоторых веществ изменять свои оптические показатели (коэффициенты отражения, преломления, поглощения) под влиянием внешнего электрического поля. При этом вследствие модуляции падающего света изменяется цвет участков, к которым приложено электрическое поле, и на поверхности вещества появляется рисунок определенной конфигурации. Жидкокристаллическим (мезаморфным) называется термодина-

мически устойчивое состояние, при котором вещество сохраняет анизотропию (неодинаковость) физических свойств, присущую твердым кристаллам, и текучесть, характерную для жидкостей (производные бензола, стероидов и других соединений). Характерной особенностью жидких кристаллов (ЖК) является то, что молекулы имеют сравнительно большую длину и относительно малую ширину. ЖК-диэлектрики, имеющие удельное сопротивление $R_{уд.} = 10^6 - 10^{10}$ Ом·см. Плотность ЖК близка к плотности воды. Конструктивная схема элемента ЖКИ показана на рис. 6.3.

В ЖК используются три основных электрооптических эффекта:

- эффект, связанный с движением молекул вещества – динамическое рассеяние (ДР);
- эффект, связанный с поворотом молекул: твист – эффект (ТЭ);
- эффект «гость – хозяин» (Г – Х).

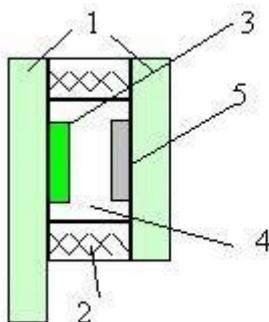


Рис. 6.3. Конструктивная схема элемента ЖКИ:

- 1 – стеклянные пластины; 2 – склеивающее соединение;
- 3 – передний прозрачный электрод (например, двуокись олова);
- 4 – ЖК; 5 – задний отражающий или прозрачный электрод

ЖКИ могут быть двух классов – работающие на просвет и работающие на отражение. Отражающие не требуют специальной подсветки. Работающие на просвет предполагают наличие дополнительного освещения.

В зависимости от вида используемого электрооптического эффекта технология изготовления ЖКИ различна. Например, в ЖКИ, работающих на эффекте ДР с отражением, на поверхности проводящих слоев наносится тонкое химически инертное прозрачное покрытие.

В ЖКИ, использующих отражение и твист-эффект (ТЭ), помимо стеклянных пластин имеются поляризаторы, внутренние поверхности пластин полируются.

В индикаторах Г – Х один слой (хозяин) взаимодействует с молекулами другого слоя (гостя). Слой ЖК-хозяина за счет поглощения световой энергии при отсутствии электрического поля приобретает окраску гостя, а под действием электрического поля – обесцвечивается. Эти цветовые различия хорошо воспринимаются в условиях высокой освещенности. ЖКИ, работающие в условиях низкой освещенности (менее 35 Кд/м²), работают с подсветкой. Для подсветки используют миниатюрные лампы накаливания.

Достоинством ЖКИ является малое потребление на:

- эффекте ДР – (5 – 10) мкВт/см²;
- эффекте ТЭ – не более 20 мкВт/см².

ЖКИ хорошо совместимы с КМОП микросхемами. Рабочие напряжения ЖКИ ДР не более 20 В, а на ТЭ – 5 В. Срок службы ЖКИ при эксплуатации достигает 40 тысяч часов (на переменном токе). Недостатком является низкое быстродействие (особенно при пониженных температурах) и зависимость параметров от температуры окружающей среды.

Управление ЖКИ обычно осуществляется сигналами переменного тока, так как долговечность ЖКИ, работающих на постоянном токе, оказывается на порядок ниже. Часто используют так называемый фазовый метод управления, при котором на общий электрод на задней поверхности и электроды на передней поверхности подаются прямоугольные импульсы, сдвинутые на 180⁰ при возбуждении, и без сдвига – при отсутствии возбуждения.

6.4. Полупроводниковые знаковосинтезирующие индикаторы

Полупроводниковые знаковосинтезирующие индикаторы (ППЗСИ) – это низковольтные приборы, основу которых составляет полупроводниковый диод, в *p-n*-переходе которого в результате рекомбинации электронов и дырок при их инжекции генерируется световое излучение. ППЗСИ удобно совмещаются с уровнями токов микро-

схем. Приборы имеют достаточно хороший уровень яркости, однако обладают относительно высокими уровнями рабочих токов.

Основные материалы для изготовления ППЗСИ – твердые растворы GaAs (арсенид галлия) и GaP (фосфид галлия). Примером единичных ППЗСИ являются светодиоды АЛ 102, АЛ 307, структуры которых показаны на рис. 6.4.



Рис. 6.4. Структурные схемы единичных ППЗСИ

Многоэлементные ППЗСИ. Выпускается несколько сотен типов ППЗСИ. Они различаются числом элементов, размерами, конфигурацией, цветом свечения, конструкцией. По числу элементов и их взаимному расположению в пределах поля одного разряда различают четыре типа знаковых индикаторов:

- 1) семисегментный – может быть цифровой, буквенно-цифровой;
- 2) девятисегментный – для изображения цифр и набора букв русского и латинского алфавита;
- 3) тридцати сегментный матричный – универсальный, позволяет изменять начертания отдельных символов;
- 4) пятисегментный – дополнение к девятисегментному, предназначен для изображения символов полярности и переполнения в цифровых устройствах. Пример цифрового индикатора, в котором каждый элемент – светодиод, показан на рис. 6.5.

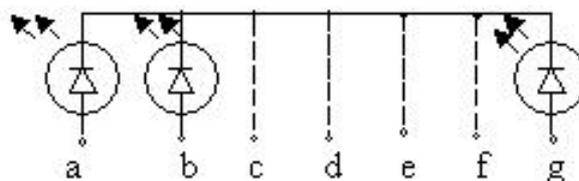
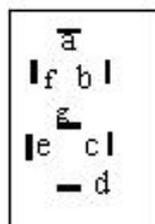


Рис. 6.5. Вид и схема одноразрядного семисегментного индикатора

6.5. Дисплеи

Дисплей – это оконечное устройство информационных систем, служащее для визуального отображения информации и связи человека с вычислительным устройством (может быть в наручных часах, калькуляторах и т.п.).

Все дисплеи можно разделить на два класса: излучающие свет и модулирующие свет. Светоизлучающий дисплей должен давать свечение достаточной яркости, особенно, если используется при дневном освещении. Важен цвет свечения: человеческий глаз наиболее чувствителен к желтому и желто-зеленому цвету. Изображение должно быть контрастным. Контраст – это отношение максимальной яркости к минимальной. Учитывая, что человеческий глаз не различает изменения, происходящие быстрее, чем за 0,1 с, от дисплеев не требуется большое быстродействие. Разрешающая способность дисплея оценивается минимальным размером наблюдаемого элемента. Это может быть квадрат со стороной не менее 50 мкм. У многих дисплеев этот элемент больше и зависит от яркости и расстояния до наблюдателя.

Многие дисплеи обладают памятью, т.е. способностью сохранять изображение после снятия питания или с малым потреблением. Основные типы светоизлучающих дисплеев:

- а) электронно-лучевые устройства, (электронно-лучевые трубки);
- б) дисплеи на (СИД) светоизлучающих диодах – обычно имеют размер несколько сантиметров и низкое напряжение питания (5 В);
- в) дисплеи на газоразрядных элементах (плазменные), имеют две взаимно-перпендикулярные системы электродов в виде проводящих полос. Между электродами расположены ячейки с инертным газом (неон, ксенон или смесь). На этом принципе делаются газоразрядные индикаторные панели (ГИП), которые могут иметь, например, 512 горизонтальных и 512 вертикальных полос. Разрешающая способность (2 – 3) линии на 1 мм. Неон дает оранжевое свечение. Используя люминофор на электродах можно получить другой цвет. Питание ГИП возможно постоянным или переменным током;

г) электролюминесцентные дисплеи – составлены из ЭЛИ.

Основные типы светомодулирующих дисплеев:

– жидкокристаллический (ЖКД) имеет малую мощность, низкую стоимость. Может быть малого (в часах) и большого (в ноутбуках) размера;

– электрохромные (ЭХД) – основаны на использовании электрохромного эффекта, состоящего в том, что некоторые вещества под действием электрического поля или при прохождении тока меняют свой цвет. Таким веществом является, например, WO_3 – триоксид вольфрама. Его пленка под напряжением приобретает синий цвет. Требуемое напряжение (0,5 – 1,5) В. При перемене полярности напряжения пленка приобретает исходный цвет. Недостаток – невысокое быстродействие, небольшой срок службы;

– электрофорезные дисплеи (ЭФД) – используют явление электрофореза: под действием электрического поля в жидкости перемещаются взвешенные частицы (пигмент в окрашенной жидкости), притягиваются к электродам, образуя знаки, по цвету резко отличающиеся от цвета жидкости. Напряжение для ЭФД составляет десятки Вольт. Срок службы – десятки тысяч часов, быстродействие – низкое.

6.6. Лазеры

Принцип действия лазера основан на использовании синхронного и синфазного излучения атомов (когерентного излучения).

Идея лазера высказана советским учёным В.А. Фабрикантом в 1939 году. Идея состоит в следующем. Вещество содержит цепочки атомов, вытянутых в одну линию. Если эти атомы находятся в возбужденном состоянии, то внешний фотон, ударив в крайний атом, вызовет излучение нового фотона, который будет вызывать излучение следующего фотона и т.д. Световой поток увеличивается во много раз, теоретически до $\approx 10^{20}$ раз. Образуется огромное количество фотонов, имеющих одинаковую энергию и одинаковое направление движения, т.е. образуется *когерентное излучение*.

В реальности не все атомы могут быть возбуждены, поэтому могут поглощать энергию фотона и уменьшать излучение света.

Если число невозбужденных атомов равно числу возбужденных, никакого усиления излучения не будет. Чтобы произошло усиление когерентного излучения, необходимо в большинстве атомов «переселить» электроны на более высокие энергетические уровни (более удаленные от ядра орбиты) и сохранять это состояние достаточное время. С этой целью к данному веществу, называемому активной средой (рабочим веществом), нужно подводить каким-то образом энергию, вызывающую возбуждение атомов. Этот процесс называется накачкой. Работу лазера (оптического квантового генератора) можно пояснить следующим образом (рис. 6.6).

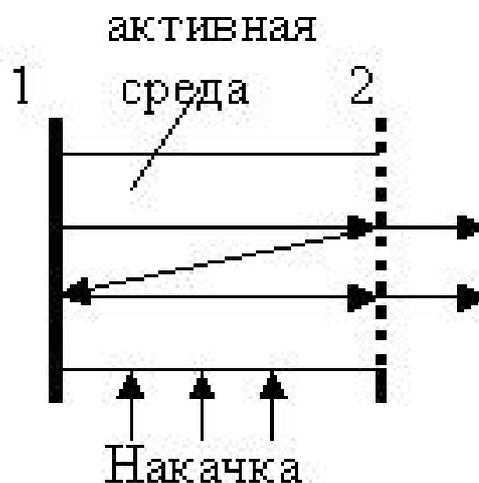


Рис. 6.6. Иллюстрация работы лазерного излучателя

В пространстве, заполненном активной средой, между двумя плоскими зеркалами (рис. 6.6), одно из которых 2 – полупрозрачное, движется поток излучаемых фотонов от зеркала 1 к зеркалу 2. Большая часть этого потока излучается через зеркало 2 во внешнюю среду в виде когерентного луча, а небольшая часть движется обратно, увеличиваясь по пути, затем отражается от зеркала 1, вновь движется к зеркалу 2, частично отражается и т.д.

Для поддержания атомов в возбужденном состоянии служит внешний источник энергии, осуществляющий накачку.

Основные свойства лазерного излучения:

1. Весьма малая расходимость луча (тысячные доли градуса), так как это поток параллельно летящих фотонов.

2. Лазерное излучение с помощью собирающих линз и зеркал можно сфокусировать в точку диаметром 0,5 мкм. (Если такой луч послать к Луне, то он осветит пятно диаметром 30 м.)

3. Высокая монохроматичность, т.е. практически излучение идет на одной единственной частоте. Полоса, которую занимает когерентное излучение лазера, составляет $\approx 10^{-3}$ Гц.

4. Можно в широких пределах управлять длительностью излучения (от длительных до сверхкоротких вспышек – 10^{-15} с). При этом мощность излучения оказывается очень большой, что приводит к тому, что вещества могут изменять свои свойства под действием лазерного излучения. Интенсивность такого излучения высока (при фокусировке – до 10^{20} Вт/см²), напряженность электрического поля в луче достигает 10^{11} В/см. Под действием такого поля многие вещества подвержены ионизации атомов и расщепляются на электроны и положительные ионы.

Типы лазеров [25]:

1) жидкостные лазеры, имеющие в качестве активной среды растворы органических красителей. Длина волны излучения $\lambda = (0,3 - 1,3)$ мкм (от ультрафиолетового до инфракрасного излучения);

2) газовые лазеры, в которых под действием накачки происходит диссоциация молекул газа и их возбуждение. Распространены СО₂-лазеры, которые могут иметь мощность до 10 кВт, $\lambda \approx 10$ мкм, $\eta \approx 40$ %. Имеется несколько разновидностей газовых лазеров:

а) фотодиссационные;

б) газоразрядные, имеющие в качестве активной среды разреженный газ, накачка в них осуществляется тлеющим разрядом (аргоновые, ионные лазеры);

в) лазеры на атомных переходах: $\lambda = (0,4 - 100)$ мкм. (Гелиево-неоновые лазеры, накачка осуществляется тлеющим разрядом переменным напряжением $U = 1000$ В);

г) молекулярные лазеры $\lambda = (0,2 - 50)$ мкм:

– разновидность – газодинамический СО₂-лазер, позволяет получить большую мощность (до 100 кВт);

– эксимерные лазеры – накачка быстрыми электронами, среда – инертный газ, $\lambda = 0,126$ мкм (наиболее короткая волна излучения);

3) химические лазеры – возбуждение за счет химических реакций;

4) полупроводниковые лазеры (твердотельные).

В твердотельных лазерах когерентное излучение получается при переходе электронов с нижнего уровня зоны проводимости на верхний уровень валентной зоны. Существует два типа таких лазеров.

Первый тип имеет пластину безпримесного полупроводника, в котором накачка производится пучком быстрых электронов с энергией (50 – 100) кЭВ, либо делается оптическая накачка. К таким полупроводникам относятся GaAs (арсенид галлия), CdS (сульфид кадмия), CdSe (селенид кадмия). Накачка электронным пучком вызывает сильный нагрев, поэтому требуется интенсивное охлаждение (до 80 °К). Накачка может быть поперечная либо продольная, последняя позволяет лучше обеспечить охлаждение кристалла полупроводника.

Второй тип – инжекционный лазер, представляющий собой кристалл с особым $p-n$ -переходом (рис. 6.7).

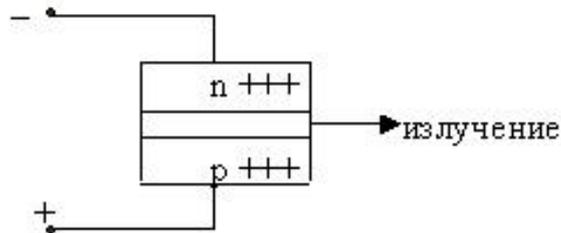


Рис. 6.7. Упрощенная структура твердотельного инжекционного лазера

Полупроводник имеет высокую концентрацию примесей ($10^{18} \div 10^{19}$)/см³ (вырожденный полупроводник). Грани, перпендикулярные плоскости $p-n$ -перехода отполированы и служат зеркалами оптического резонатора. На переход подается прямое смещение, происходит активная рекомбинация носителей (GaAs), генерируется излучение с длиной волны $\lambda = (0,8 - 0,9)$ мкм и коэффициентом полезного действия $\eta = (50 - 60)$ %. Такой лазер размером 1 мм дает мощность излучения до 10 мВт (в импульсе до 100 Вт).

Применение лазерного излучения. В настоящее время область применения лазерного излучения стремительно расширяется. Быстро развивается нелинейная оптика – область физики, изучающая взаимодействие лазерного излучения с различными веществами.

Лазерный луч может проникать через вещества, непрозрачные для обычного света. Изменение частоты (генерация гармоник) наблюдается при прохождении лазерного луча через некоторые вещества. При этом достигается КПД около 100 %. Лазерное излучение способно управлять движением атомов. Взаимодействие лазерного луча с атомами вещества вызывает появление в спектре этого вещества новых линий, по которым можно судить о новых свойствах этого вещества (нелинейная лазерная спектроскопия).

Важнейшая область применения – связь. Высокая направленность и огромный частотный диапазон позволяют разместить в узком диапазоне большое число передач. В космосе лазерный луч позволяет осуществить связь на огромные расстояния. На земле высококачественная связь лазерным лучом осуществляется по оптоволоконным линиям (световодам). В густом тумане лазерный луч позволяет использовать связь на расстоянии нескольких сотен метров.

Лазерное излучение используется в локаторах, в геодезических измерениях, при обработке твердых материалов, в качественных видео и звукозаписях, в медицине (лазерный скальпель), в биологии – для изучения процессов фотосинтеза и т.п. Лазеры, использующие излучение СВЧ-диапазона (сантиметровые и миллиметровые волны), называют мазерами [25].

МОДУЛЬ 2. ОСНОВЫ АНАЛОГОВОЙ СХЕМОТЕХНИКИ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

7. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

7.1. Общие сведения об усилителях электрических сигналов

Усилителем называется устройство, способное путем затраты небольшого количества энергии управлять потоком гораздо большей энергии, получаемой от какого-либо источника [21]. Если управляющая и управляемая величины (энергия) являются электрическими, усилитель называют усилителем электрических сигналов.

Классификация усилительных устройств по двум основным признакам приведена на рис. 7.1.

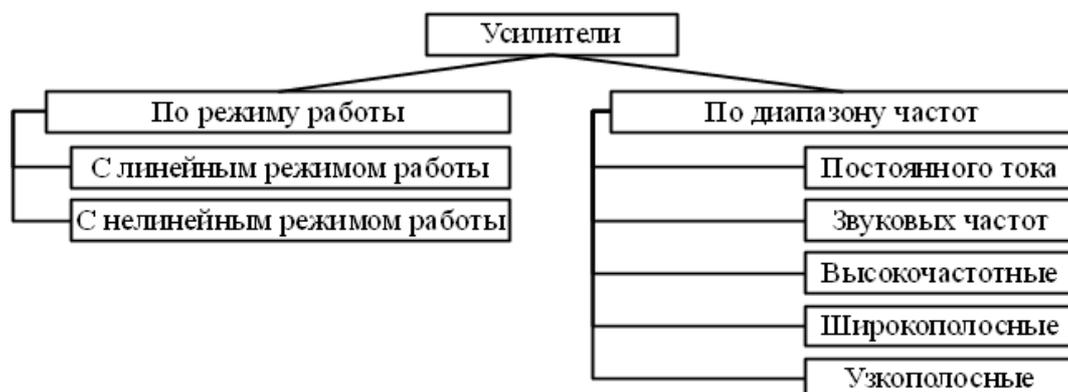


Рис. 7.1. Примерная классификация усилителей электрических сигналов

Классификация чаще всего делается по диапазону частот усиливаемых сигналов, называемому полосой пропускания. С этой точки зрения считается что, например, усилитель постоянного тока (УПТ) имеет полосу пропускания $\Delta f = (0 - 10^6)$ Гц, усилитель звуковых частот (УЗЧ) – $(20 - 20 \cdot 10^3)$ Гц, широкополосный усилитель – $(20 - 100 \cdot 10^6)$ Гц.

Усилители с линейным режимом работы предназначены для получения выходного сигнала, близкого по форме к входному, т.е. мгновенные значения выходного электрического сигнала должны быть пропорциональны мгновенным значениям входного сигнала (чаще всего это синусоидальные сигналы).

В усилителях с нелинейным режимом работы мгновенные значения входного и выходного сигналов не пропорциональны. К ним относятся усилители-ограничители, нелинейные импульсные усилители, ключевые схемы.

В зависимости от характера нагрузки и назначения различают усилители напряжения (УН), усилители тока (УТ), усилители мощности (УМ), однако в конечном итоге в усилителях преобразуется (усиливается) мощность.

Простейшую часть усилительного устройства часто называют усилительным каскадом (рис. 7.2), а цепь, в которую включен каскад, трактом (рис. 7.3).

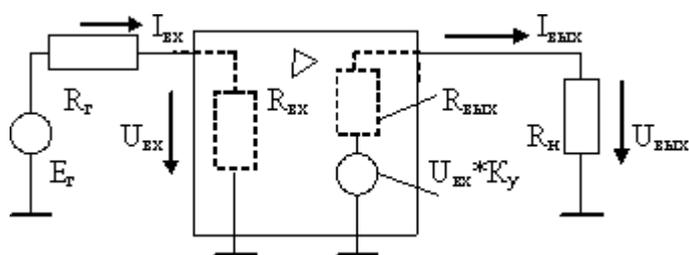


Рис. 7.2. Структурная схема включения каскада в усилительный тракт

Каждый усилительный каскад выполняет свою функцию. Различают каскады входные (предварительного усиления), промежуточные, выходные.

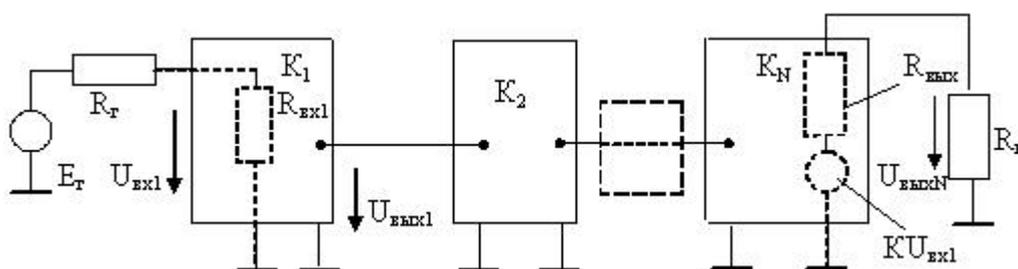


Рис. 7.3. Каскадное соединение усилительных каскадов

Первый каскад – входной, осуществляет согласование усилителя с источником входного сигнала E_T , имеющим внутреннее сопротивление R_T . Согласование – это приведение в соответствие возможностей источника и параметров нагрузки. Каскад имеет входное сопротивление R_{BX1} и коэффициент усиления K_1 . Нагрузкой первого каскада служит входное сопротивление второго каскада и т.д.

Промежуточные каскады обеспечивают усиление полезного сигнала до величины, необходимой для выходного каскада. Выходной каскад обеспечивает передачу требуемого тока, напряжения или мощности в нагрузку R_H . Если соединение каскадов осуществлено так, что пропускается и постоянная, и переменная составляющие сигнала, усилитель называется усилителем с непосредственной (гальванической) связью. Примером может быть усилитель постоянного тока (УПТ). Если связь осуществлена так, что постоянная составляющая не пропускается на выход, то такие усилители называются усилителями переменного тока. Межкаскадные связи могут быть осуществлены через RC-цепи, трансформаторы, LC-цепи.

Со стороны входных зажимов усилитель характеризуется входным сопротивлением $R_{BX} = \Delta U_{BX} / \Delta I_{BX}$.

Величина R_{BX} различна в различных режимах, поэтому для источников входного сигнала возможны следующие режимы:

- а) режим холостого хода (ХХ), когда $R_{\Gamma} \ll R_{BX}$;
- б) режим короткого замыкания (КЗ), когда $R_{\Gamma} \gg R_{BX}$;

в) согласованный режим, когда $R_{\Gamma} = R_{BX}$, такой режим обеспечивают в усилителях мощности, так как в этом случае происходит наибольшая передача мощности [24].

Со стороны выходных зажимов усилитель (или любой каскад) можно представить зависимым источником напряжения $E = K \cdot U_{BX}$ и выходным сопротивлением $R_{ВЫХ}$. В зависимости от соотношения выходного сопротивления и сопротивления нагрузки R_H для выходной цепи также различают три режима:

- а) ХХ_{ВЫХ}, когда $R_{ВЫХ} \ll R_H$;
- б) КЗ_{ВЫХ}, когда $R_{ВЫХ} \gg R_H$;
- в) согласованный, когда $R_{ВЫХ} = R_H$.

7.2. Основные параметры и характеристики усилителей

Технические характеристики усилительных устройств определяют степень усиления полезных сигналов, зависимости параметров усилителя от частоты синусоидальных входных воздействий, шумовые характеристики. К основным параметрам усилителя относят следующие величины.

1. Коэффициент усиления (передачи, преобразования) по напряжению:

$$K_U = U_{ВЫХ} / U_{ВХ}, \tag{7.1}$$

где $U_{ВЫХ}$, $U_{ВХ}$ – амплитудные или действующие значения выходного и входного переменных напряжений.

Часто определяют коэффициент усиления как $K = U_{ВЫХ} / E_{\Gamma}$. При последовательном соединении каскадов (рис. 7.3) общий коэффициент усиления $K_U = U_{ВЫХN} / U_{ВХ1}$ определяется произведением коэффициентов усиления каскадов:

$$K_U = (U_{ВЫХ1} / U_{ВХ1}) \cdot (U_{ВЫХ2} / U_{ВХ2}) \cdot \dots \cdot (U_{ВЫХN} / U_{ВХN}),$$

$$K_U = K_{U1} \cdot K_{U2} \cdot \dots \cdot K_{UN}. \tag{7.2}$$

Обычно коэффициент усиления усилителя оценивается в децибелах (дБ):

$$K_{U, дБ} = 20 \lg(U_{ВЫХ} / U_{ВХ}) = 20 \lg K_U.$$

Соответствие значений коэффициентов в относительных единицах (о.е.) и в децибелах показано в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Соответствие относительных единиц и децибел

K_U , о.е.	1,258	$2^{1/2}$	2	3,16	10	31,6	10^2	10^3	10^4	10^5
--------------	-------	-----------	---	------	----	------	--------	--------	--------	--------

K_U , дБ	2	3	6	10	20	30	40	60	80	100
------------	---	---	---	----	----	----	----	----	----	-----

Выражение K_U в децибелах позволяет определять результирующий K_U для нескольких последовательно соединенных каскадов сложением коэффициентов, а не умножением их:

$$K_{U, \text{дБ}} = K_{U1, \text{дБ}} + K_{U2, \text{дБ}} + \dots + K_{UN, \text{дБ}}.$$

2. Коэффициент усиления по току:

$$K_I = I_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВХ}} \text{ или } K_{I, \text{дБ}} = 20 \lg K_I. \quad (7.3)$$

Коэффициенты усиления по току и напряжению, определяемые для гармонических входных воздействий, как правило, рассматриваются в виде комплексных величин, зависящих от частоты – $K(j\omega)$ или $\underline{K}(\omega)$.

3. Мощность на выходе (выходная мощность) – $P_{\text{ВЫХ}}$.

4. Коэффициент усиления по мощности:

$$K_P = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}} \text{ или } K_{P, \text{дБ}} = 10 \lg(P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}}) = 10 \lg K_P. \quad (7.4)$$

5. Коэффициент преобразования (передачи) – более общее понятие, частным случаем которого является коэффициент усиления, это отношение величины выходного сигнала к величине входного, например:

$S = I_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}}$ – коэффициент преобразования напряжения $U_{\text{ВХ}}$ в ток $I_{\text{ВЫХ}}$; $W = P_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВХ}}$ – коэффициент преобразования тока в мощность.

6. Динамический диапазон усиления:

$$D = U_{\text{ВХ MAX}} / U_{\text{ВХ MIN}}; D, \text{ дБ} = 20 \lg D.$$

Это отношение наибольшего допустимого входного напряжения к его наименьшему значению: $U_{\text{ВХ MAX}}$ – ограничено сверху возникновением искажений на выходе; $U_{\text{ВХ MIN}}$ – ограничено снизу уровнем собственных шумов, когда уже невозможно различить шум и полезный сигнал.

7. Коэффициент полезного действия (КПД) – это отношение выходной мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку, к общей мощности, потребляемой от источника питания:

$$\eta = P_{\text{ВЫХ}} / P_0.$$

КПД характеризует энергетические показатели усилителя.

8. Напряжение шумов и помех усилителя.

Наличие шумов на выходе усилителя при отсутствии входного сигнала объясняется несколькими причинами:

– тепловым шумом сопротивлений, обусловленным хаотическими движениями носителей заряда в проводнике, находящимся при температуре выше абсолютного нуля;

– шумами электронных приборов, также обусловленными тепловым действием и неоднородностями структуры;

– шумами, создаваемыми за счет пульсаций напряжения источников питания.

Шумовые свойства оценивают коэффициентом шума:

$$F = \frac{P_{ВЫХ} / P_{ШВЫХ}}{P_{ИСТ} / P_{ШИСТ}} = \frac{P_{ВЫХ}}{P_{ИСТ}} \cdot \frac{P_{ШИСТ}}{P_{ШВЫХ}}. \quad (7.5)$$

Коэффициент шума показывает во сколько раз ухудшается отношение сигнал/шум на выходе усилителя по сравнению с отношением сигнал/шум источника сигнала.

Ввиду того, что коэффициенты усиления – величины комплексные, важнейшими характеристиками усилителей являются амплитудные, амплитудно-частотные (АЧХ), фазо-частотные (ФЧХ), амплитудно-фазо-частотные (АФЧХ) характеристики.

9. Амплитудная характеристика – это зависимость амплитудного значения напряжения первой гармоники выходного напряжения от амплитуды синусоидального входного напряжения (рис. 7.4).

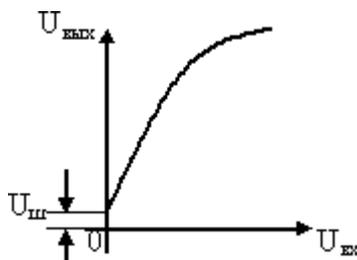


Рис. 7.4. Амплитудная характеристика усилителя ($U_{ш}$ – напряжение шума)

10. АЧХ – это зависимость модуля комплексного коэффициента усиления $|K(f)|$ от частоты f входного сигнала (рис. 7.5, а).

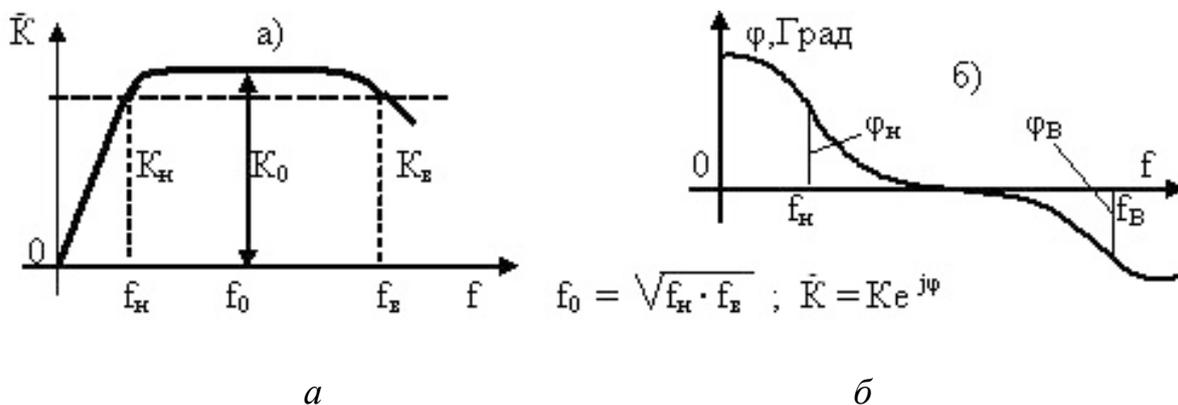


Рис. 7.5. АЧХ (а) и ФЧХ (б) усилителя переменного тока

11. ФЧХ – зависимость угла сдвига фазы φ между выходным и входным напряжениями от частоты f (рис. 7.5, б). На рис. 7.5 обозначено: K_0 – коэффициент усиления на средней частоте f_0 ; K_H, K_B – коэффициенты усиления на нижней (f_H) и верхней (f_B) границе полосы пропускания усилителя; φ_H, φ_B – фазовый сдвиг, соответственно на нижней и верхней частотной границе.

12. АФЧХ – это построенная на комплексной плоскости зависимость модуля коэффициента усиления $|K(f)|$ и угла сдвига фазы между входным и выходным напряжениями от частоты. АФЧХ объединяет АЧХ и ФЧХ (рис. 7.6).

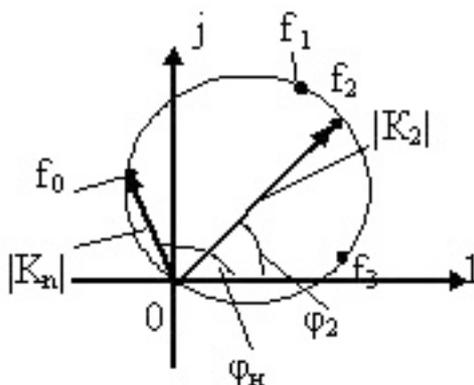


Рис. 7.6. АФЧХ усилителя переменного тока

АФЧХ представляет собой годограф вектора $K(f)$ на комплексной плоскости, длина которого соответствует модулю коэффициента усиления на данной частоте, а угол поворота относительно оси действительных чисел соответствует сдвигу фаз между входным и выходным сигналами.

Свойства усилителей по быстродействию характеризуются переходной характеристикой (ПХ).

13. ПХ – это зависимость от времени выходного напряжения усилителя, на вход которого подан мгновенный скачок напряжения $U_{вх}(t)$ (рис 7.7).

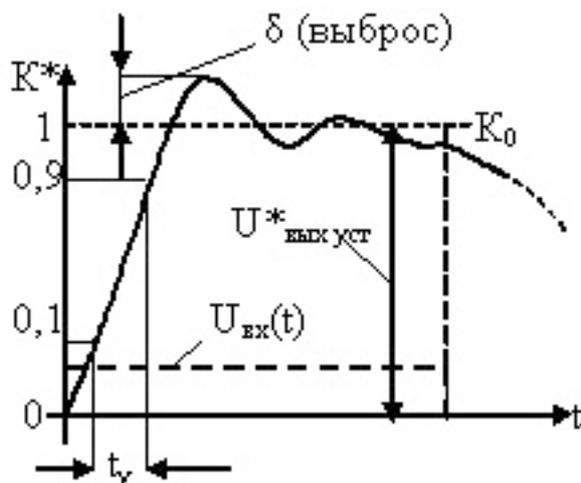


Рис. 7.7. Переходная характеристика усилителя

На рис. 7.7 обозначено: выброс δ – величина максимального превышения над установившимся значением; t_v – время установления от уровня $0,1 U_{ВЫХ УСТ}$ до уровня $0,9 U_{ВЫХ УСТ}$; K – относительный коэффициент усиления (за 1 принята величина

$$K = U_{ВЫХ} / U_{ВЫХ УСТ}).$$

14. Рабочий диапазон частот (полоса пропускания) – полоса частот от нижней f_H до верхней f_B , в пределах которой $K(f)$ не выходит за пределы заданных допусков. Часто рабочий диапазон частот определяют на уровне, меньшем максимального на 3 дБ, при этом K_u уменьшается на границах этого диапазона в $\sqrt{2}$ раз.

15. Коэффициенты частотных искажений. Частотные искажения обусловлены отклонением частотных характеристик от идеальных и приводят к искажениям формы сигналов. Коэффициенты частотных искажений M_H, M_B показывают уменьшение модуля коэффициента усиления относительно его среднего значения в области низких и высоких частот:

$$M_H = K_0 / K_H; M_B = K_0 / K_B, \quad (7.6)$$

$$M_H, \text{ дБ} = 20 \lg(K_0 / K_H); M_B, \text{ дБ} = 20 \lg(K_0 / K_B),$$

где K_0, K_H, K_B – коэффициенты (модули) усиления на средних, низких и высоких частотах. K_0 обычно определяют для частоты $f_0 = \sqrt{f_H \cdot f_B}$.

Неравномерность АЧХ – выраженное в процентах максимальное отклонение коэффициента усиления в заданной полосе частот от заданного значения, также характеризует частотные свойства усилителя:

$$\delta(\%) = \Delta K_{MAX} / K_0 \cdot 100 \%$$

16. Фазовые искажения обусловлены отличием ФЧХ от идеальной и вызываются неодинаковым сдвигом по фазе отдельных гармонических составляющих спектра сигнала сложной формы. Фазовые искажения возникают из-за наличия в схемах усилителей реактивных (ёмкостных, индуктивных) сопротивлений элементов схемы и инерционности полупроводниковых приборов. Существуют теоретические условия усиления (передачи) сигнала без искажения его формы [21]. Пусть входной сигнал есть сумма m гармонических составляющих:

$$U_{BX} = \sum_{n=1}^m U_{n \text{ MAX}} \sin(n\omega t + \phi_n),$$

где n – номер гармоники;

$\omega = 2\pi f$ – угловая частота;

ϕ_n – начальный фазовый сдвиг n -й гармоники.

Если усилитель, который одинаково усиливает амплитуды гармоник с коэффициентом K , на частоте n -й гармоники вносит фазовый сдвиг, зависящий от частоты гармонической составляющей как

$\phi_n = n\omega\tau$, где τ – время сдвига, причём $\tau = \text{Const}$, то

$$U_{ВЫХ} = K \times \sum_{n=1}^m U_{n \text{ MAX}} \sin(n\omega(t + \tau) + \phi_n). \quad (7.7)$$

Отсюда следует, что входное и выходное напряжения отличаются лишь временем сдвига τ , а форма их сохраняется неизменной.

Таким образом, форма сигнала не искажается, если фазовый сдвиг, вносимый усилителем, изменяется прямо пропорционально частоте. Идеальной ФЧХ является прямая, проходящая под углом к горизонтальной оси. Мерой фазовых искажений является разность ординат действительной и идеальной ФЧХ – $\Delta\varphi$ (рис. 7.8). Частотные и фазовые искажения относятся к линейным искажениям.

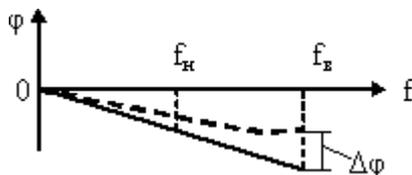


Рис. 7.8. Отклонение реальной ФЧХ (показана пунктиром) от идеальной

17. Наряду с линейными искажениями в усилительных устройствах присутствуют и нелинейные искажения, обусловленные нелинейностью амплитудной характеристики усилителя. Их оценивают либо коэффициентом нелинейных искажений $K_{НИ}$, либо коэффициентом гармоник K_G .

$$K_{НИ} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_n}},$$

$$K_G = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1}}, \quad (7.8)$$

где P_1 – мощность первой гармоники выходного сигнала;

P_n – мощность n -й гармоники выходного сигнала.

В обоих случаях в числителе подкоренного выражения стоит сумма мощностей гармоник с порядком, большим единицы.

7.3. Усилительные каскады на биполярных транзисторах

Принципы построения и действия различных каскадов поясним на примере структурной схемы для усилительного каскада на каком-либо усилительном элементе (УЭ).

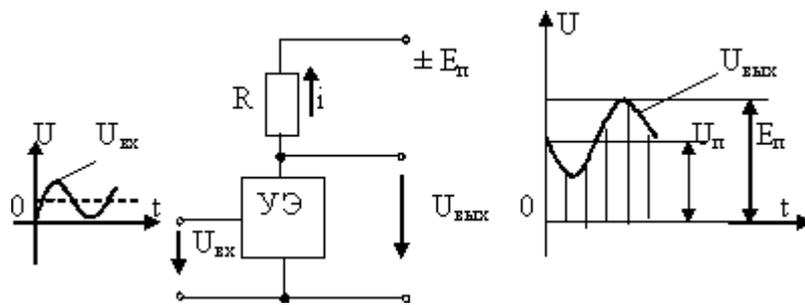


Рис. 7.9. Структурная схема усилительного каскада и осциллограммы сигналов на его входе и выходе

Основным элементом каскада (рис. 7.9) является управляемый (усилительный) элемент (УЭ) – это может быть, в частности, биполярный или полевой транзистор. Резистор R ограничивает ток источника питания $E_{П}$. Усиливаемый входной сигнал $U_{ВХ}$ подается на вход УЭ. Выходной сигнал снимается с выхода УЭ или резистора R . Выходной сигнал $U_{ВЫХ}$ создается в результате изменения сопротивления УЭ, т.е. в результате изменения тока i в выходной цепи под воздействием $U_{ВХ}$.

Процесс усиления основывается на преобразовании энергии источника постоянного напряжения $E_{П}$ в энергию переменного напряжения в выходной цепи за счет изменения внутреннего сопротивления УЭ по закону, задаваемому входным сигналом. Переменный ток и напряжение выходной цепи (пропорциональные току и напряжению входной цепи), следует рассматривать как переменные составляющие суммарного тока и напряжения, состоящего из постоянной и переменной составляющих.

Таким образом, для обеспечения работы усилительного каскада при переменном входном сигнале в его выходной цепи должны быть созданы постоянные составляющие тока $I_{П}$ и напряжения $U_{П}$. Эти составляющие определяют режим покоя усилительного каскада. Параметры покоя по входной и выходной цепи характеризуют статический режим схемы при отсутствии входного сигнала. Если усилительный элемент – транзистор, то параметры усилительного каскада зависят от способа включения транзистора, выполняющего роль управляемого элемента. Для биполярных транзисторов различают три вида каскадов: с общим эмиттером (ОЭ), общим коллектором (ОК), общей базой (ОБ).

Усилительный каскад с общим эмиттером (схема ОЭ). Упрощенная схема каскада с общим эмиттером показана на рис. 7.10.

В схеме эмиттерная цепь является общей для входного контура, образованного источником сигнала и цепью база-эмиттер транзистора, и для выходного контура, содержащего цепь коллектор-эмиттер транзистора, разделительный конденсатор C_{C2} и резистор $R_{Н}$.

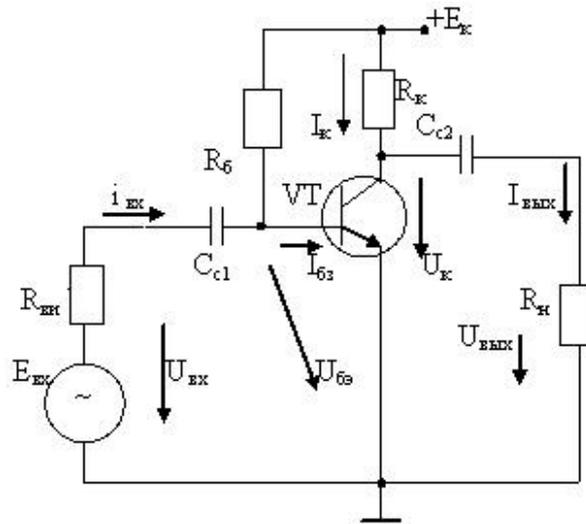


Рис. 7.10. Схема усилительного каскада с транзистором, включённым по схеме с общим эмиттером

Назначение и обозначения элементов в схеме (рис. 7.10):

E_K – ЭДС источника питания; U_K – напряжение на коллекторе;

$U_{БЭ}$ – напряжение между базой и эмиттером; $E_{ВХ}$ – ЭДС источника входного сигнала; $U_{ВХ}$, $U_{ВЫХ}$ – входное и выходное напряжение;

$R_{В1}$ – резистор в цепи источника сигнала; $R_{В2}$ – резистор для создания начального тока базы $I_{БЭ}$; R_K – резистор для ограничения тока в цепи коллектора; R_H – резистор нагрузки; $C_{С1}$ – разделительный конденсатор на входе; $C_{С2}$ – разделительный конденсатор на выходе;

$i_{ВХ}$, $I_{ВЫХ}$ – входной и выходной токи; I_K – коллекторный ток. Разделительный конденсатор на входе $C_{С1}$ исключает прохождение постоянного тока от источника питания в цепь источника входного сигнала.

Конденсатор $C_{С2}$ обеспечивает прохождение в резистор нагрузки переменной составляющей $U_{ВЫХ}$ коллекторного напряжения U_K , не пропуская в нагрузку постоянный ток от источника питания E_K . Величина E_K обычно составляет (5 – 30) В, а токи транзисторов малой мощности обычно не превышают несколько десятков миллиампер.

Для коллекторной цепи транзистора при отсутствии входного сигнала справедливо уравнение, называемое уравнением покоя выходной цепи:

$$E_K = U_K + R_K I_K. \quad (7.9)$$

Процесс усиления входного сигнала удобно представить графо-аналитическим способом, используя ВАХ транзистора. Подробное описание и иллюстрация такого способа представлены на рис. 7.11.

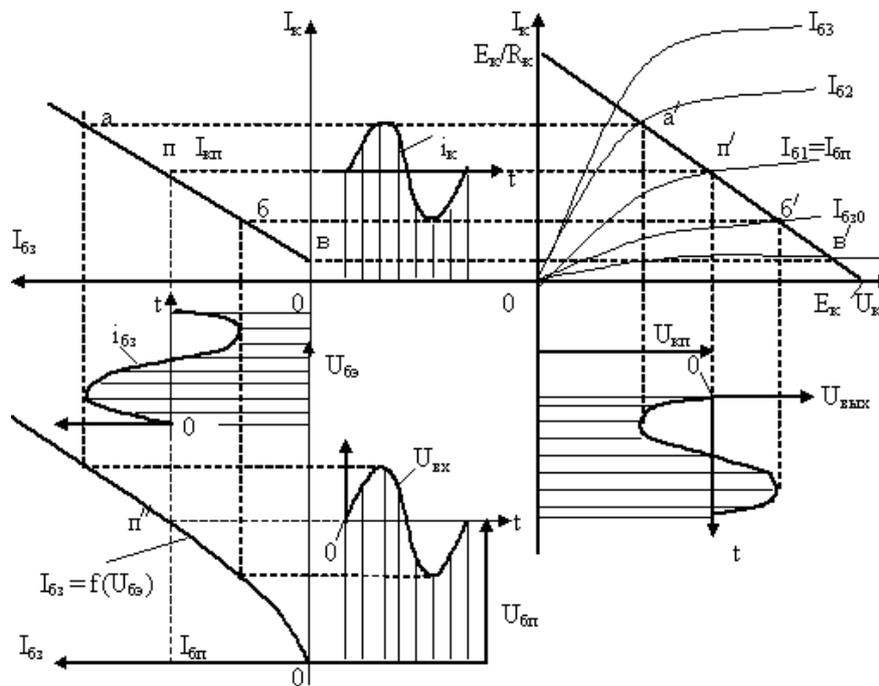


Рис. 7.11. Иллюстрация процесса усиления входного сигнала в схеме ОЭ

Для проведения анализа работы схемы, изображенной на рис. 7.10, уравнение (7.9) выходной цепи ($U_K = E_K - R_K I_K$) изобразим на плоскости выходных характеристик транзистора в виде прямой линии с координатами точек ($U_K = E_K, I_K = 0$) и ($U_K = 0, I_K = E_K / R_K$). Эта линия является вольт-амперной характеристикой (ВАХ) резистора R_K и называется линией нагрузки. Точки пересечения линии нагрузки с выходными характеристиками дают графическое решение уравнения покоя (7.9) для данного сопротивления R_K и различных значений тока базы I_{B3} .

Во втором квадранте строим характеристику $I_K = f(I_{B3})$ по точкам пересечения a', π', ν' . Затем в третьем квадранте строим по току I_{B3} входную характеристику $I_{B3} = f(U_{BE})$, повернутую на 90° против часовой стрелки по сравнению с её обычным изображением.

Сопротивление резистора R_K выбирают, исходя из того, чтобы линия нагрузки располагалась ниже линий $I_{K \text{ MAX}}, U_{K \text{ MAX}}, P_{K \text{ MAX}}$. В то же время участок a'/ν' должен быть достаточно протяженным.

Резистор R_B обеспечивает режим покоя базы. С помощью этого резистора можно выбрать положение точки π'' на линейном участке входной характеристики, при этом:

$$R_B = (E_K - U_{БП}) / I_{БП}. \quad (7.10)$$

При подаче на вход каскада переменного напряжения $U_{ВХ}(t)$ ток базы будет изменяться в соответствии с входной характеристикой и будет иметь постоянную и переменную составляющую. В транзисторе будут изменяться коллекторный и эмиттерный токи, а также коллекторное напряжение U_K . Переменная составляющая коллекторного напряжения $U_K(t) = U_{ВЫХ}$ будет по амплитуде значительно больше $U_{ВХ}$ и противоположна по фазе (рис. 7.11).

Если $U_{ВХ}(t)$ укладывается в линейный участок характеристики $I_{B3} = f(U_{BE})$, то искажений формы сигнала не будет. Если $U_{ВХ}(t)$ больше некоторого значения, появятся искажения формы – срезы, т.е. будут возникать нелинейные искажения. Оценку диапазона изменений входных напряжений, усиливаемых без искажения (динамического диапазона), делают по

амплитудной характеристике. Диапазон работы без искажений ограничивается линейным участком амплитудной характеристики (рис. 7.12, б).

При работе усилительного каскада в режиме, соответствующем линейным участкам характеристик, т.е. при отсутствии искажений, параметры усилителя можно рассчитать аналитически по h -параметрам транзистора. Для этого используем схему замещения транзистора, включенного по схеме ОЭ, а в схеме каскада мысленно «закорачиваем» выводы конденсаторов и источника питания. Схема замещения приобретает вид, показанный на рис. 7.12, а.

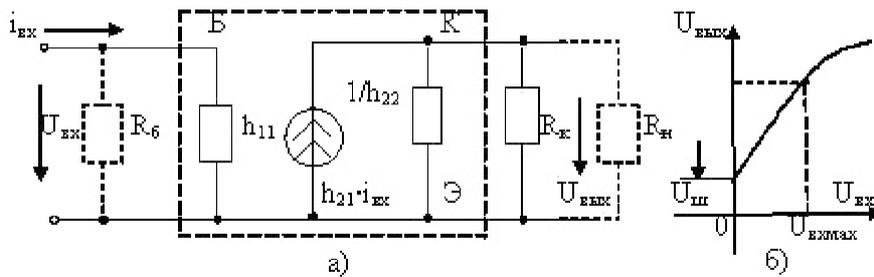


Рис. 7.12. Схема замещения каскада в h -параметрах (а) и определение диапазона неискаженной работы (б)

Система уравнений, соответствующая схеме замещения, имеет вид:

$$U_{BX} = i_{BX} \cdot h_{11} \cdot R_B / (R_B + h_{11});$$

$$U_{ВЫХ} / R_K + U_{ВЫХ} / R_H + h_{22} \cdot U_{ВЫХ} - h_{21} \cdot i_{BX} = 0. \quad (7.11)$$

Обычно $R_B \gg h_{11}$, $R_H \gg R_K$, тогда

$U_{BX} \approx i_{BX} \cdot h_{11}$; $h_{22} \cdot U_{ВЫХ} + U_{ВЫХ} / R_K \approx h_{21} \cdot i_{BX}$, откуда получим

$$U_{ВЫХ} = U_{BX} \cdot h_{21} / h_{11} \cdot 1 / (h_{22} + 1/R_K). \quad (7.12)$$

Определяем коэффициент усиления по напряжению, учитывая, что $R_K \cdot h_{22} \ll 1$. В этом случае

$$K_U = U_{ВЫХ} / U_{BX} = h_{21} / h_{11} \cdot R_K / (1 + R_K h_{22}) \approx R_K \cdot h_{21} / h_{11}; \quad (7.13)$$

$$R_{BX} = h_{11} \cdot R_B / (R_B + h_{11}) \approx h_{11}. \quad (7.14)$$

$$R_{ВЫХ} = R_K \parallel (1 / h_{22});$$

$$R_{ВЫХ} = R_K / h_{22} (R_K + 1 / h_{22}) = R_K / (1 + h_{22} R_K) \approx R_K. \quad (7.15)$$

Как правило, R_{BX} составляет сотни Ом – несколько кОм; $R_{ВЫХ}$ обычно больше R_{BX} .

Низкое входное сопротивление создает трудности в работе источника сигнала, если его внутреннее сопротивление велико. В этом случае образуется делитель напряжения входного сигнала, и лишь его малая доля попадает во входную цепь транзистора (рис. 7.10):

$$U_{BX} = e_{ВХ} \cdot R_{BX} / (R_{ВН} + R_{BX}) \ll e_{ВХ}.$$

При высоком выходном сопротивлении каскада требуется, чтобы сопротивление нагрузки R_H было еще больше, иначе существенно уменьшается коэффициент усиления по напряжению.

Если $R_H \ll R_K$, то $|K_U| = h_{21} / h_{11} \cdot (R_H \parallel R_K) \ll h_{21} / h_{11} \cdot R_K$.

Температурная стабилизация каскада ОЭ. С ростом температуры в полупроводнике увеличивается число неосновных носителей заряда, и в транзисторе увеличивается коллекторный ток I_K . С ростом I_K напряжение $U_K = E_K - R_K \cdot I_K$ уменьшается (рис. 7.13).

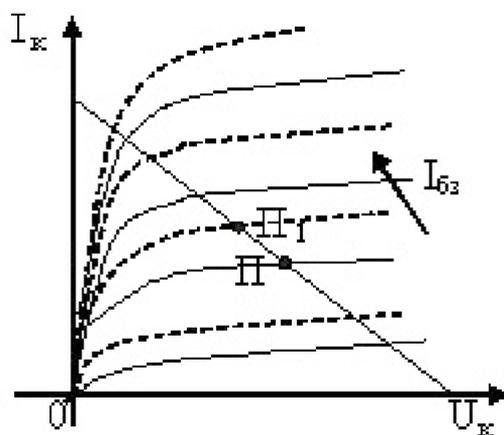


Рис. 7.13. Смещение точки покоя с ростом температуры

Со смещением точки покоя увеличивается вероятность искажений. Для уменьшения влияния температуры на характеристики каскада используют схемы температурной стабилизации (рис. 7.14).

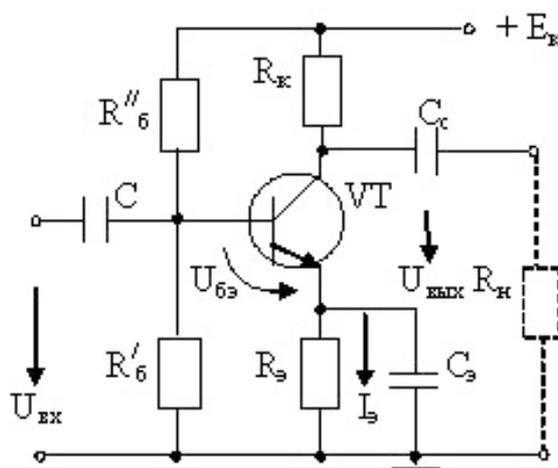


Рис. 7.14. Схема каскада ОЭ с эмиттерной термостабилизацией

Сопротивление $R_э$ создаёт зависимость $U_{БЭ}$ от $I_э$, однако при этом часть входного сигнала теряется из-за отрицательной обратной связи по току эмиттера. Включение $C_э$ препятствует снижению коэффициента усиления.

Принцип температурной компенсации состоит в следующем.

В режиме покоя $U_{БЭ} = E_k R'_Б / (R'_Б + R''_Б) - R_э I_э$. Температурное увеличение тока $I_э$ вызывает уменьшение управляющего транзистором напряжения $U_{БЭ}$, препятствующее этому увеличению. Исходное состояние транзистора сохраняется, однако часть коллекторного (выходного) напряжения теряется в виде падения напряжения на резисторе $R_э$, что снижает коэффициент усиления схемы. При наличии входного сигнала $U_{БЭ} = U_{ВХ} - Z_э I_э$, где $Z_э$ – эквивалентное сопротивление в цепи эмиттера. Если конденсатор $C_э$ отсутствует, то $Z_э = R_э$ и коэффициент усиления для переменной составляющей выходного напряжения будет снижен. Если параллельно резистору $R_э$ подключить конденсатор $C_э$, имеющий сопротивление

$X_C = 1 / \omega C_{\Sigma} \ll R_{\Sigma}$, то $Z_{\Sigma} \ll R_{\Sigma}$ и снижение коэффициента усиления для переменной составляющей выходного напряжения будет небольшим.

Второй способ температурной стабилизации каскада ОЭ показан на рис. 7.15. В этой схеме ток базы определяется напряжением U_K (в отличие от первой схемы, где I_{B3} определяется E_K). Если в результате роста температуры увеличивается I_K , то U_K падает, уменьшается и ток базы, возвращая ток коллектора к исходному состоянию. Чтобы переменная составляющая U_K не попадала в базу, установлен конденсатор C_{Φ} , причём ёмкость C_{Φ} должна быть выбрана из условия $Z = 1 / 2\pi f_H C_{\Phi} = (R'_B + R''_B) / (10 \div 20)$, где f_H – низшая частота усиления.

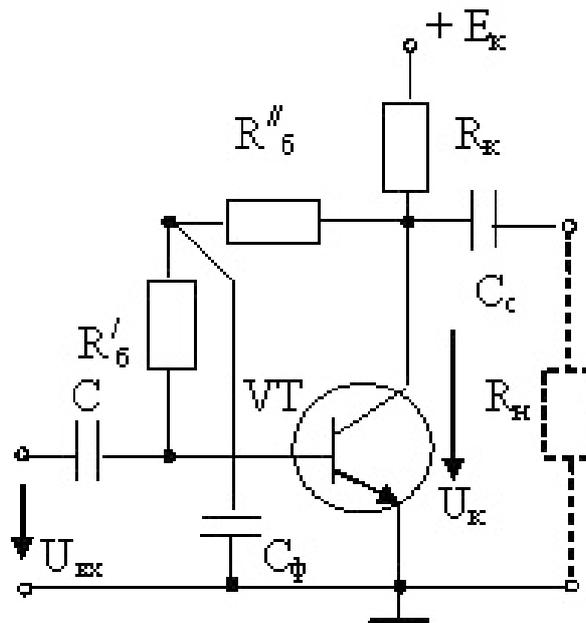


Рис. 7.15. Каскад ОЭ с коллекторной термостабилизацией

Эта схема обладает меньшей стабильностью, чем предыдущая, однако в ней отсутствует снижение $U_{ВЫХ}$ за счет потери в R_{Σ} , что было в схеме с эмиттерной стабилизацией. Ёмкость конденсатора C_{Φ} в этой схеме оказывается значительно меньшей, чем в предыдущей.

Усилительный каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель, схема ОК). Схема каскада с общим коллектором показана на рис. 7.16. В этом усилительном каскаде основной резистор, с которого снимается $U_{ВЫХ}$, включён в эмиттерную цепь, а коллектор соединён с общей точкой схемы по переменной составляющей сигнала, так как внутреннее сопротивление источника E_K близко к нулю. В режиме покоя резистор R_B создаёт начальный ток смещения в цепи базы. Его значение выбирают так, чтобы рабочая точка в режиме покоя на входной характеристике находилась примерно в середине её линейного участка.

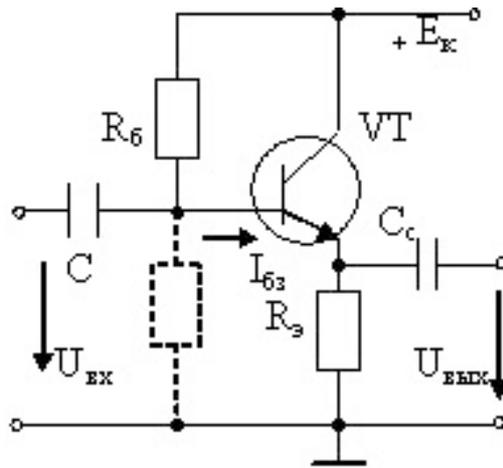


Рис. 7.16. Схема каскада с общим коллектором

Для определения основных характеристик усилительного каскада с ОК рассмотрим его схему замещения в h -параметрах (рис. 7.17). Система уравнений, описывающих схему имеет вид:

$$h_{21} i_{BX} + i_{BX} - U_{ВЫХ} / R_{Э} - U_{ВЫХ} h_{22} = 0;$$

$$U_{BX} = i_{BX} h_{11} + U_{ВЫХ}.$$

Решая систему относительно $U_{ВЫХ}$, получим:

$$U_{ВЫХ} = U_{BX} / \{1 + h_{11}(1 + h_{22}R_{Э}) / [(1 + h_{21})R_{Э}]\}.$$

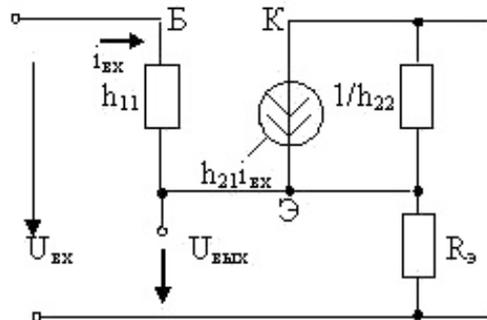


Рис. 7.17. Схема замещения эмиттерного повторителя в h -параметрах

Определяем коэффициент усиления по напряжению $K_U = U_{ВЫХ} / U_{BX}$.

$$K_U = 1 / \{1 + h_{11}(1 + h_{22}R_{Э}) / [(1 + h_{21})R_{Э}]\}. \quad (7.16)$$

По выражению (7.16) видно, что $K_U < 1$.

Учитывая, что обычно $R_{Э} = (10^2 - 10^4)$ Ом, а $h_{22} \cdot R_{Э} \ll 1$, выражение (7.16) можно преобразовать к виду:

$$K_U = 1 / [1 + h_{11} / (1 + h_{21}) \cdot R_{Э}]. \quad (7.17)$$

В схеме эмиттерного повторителя фазы входного и выходного сигналов совпадают, а входное и выходное напряжения близки по значению, поэтому схема и получила своё название. Определяем входное сопротивление схемы:

$$R_{BX} = U_{BX} / i_{BX} = U_{BX} / (U_{BX} - U_{ВЫХ}) \cdot h_{11} = h_{11} / (1 - K_U). \quad (7.18)$$

Анализ выражения (7.18) показывает, что $R_{BX} \gg h_{11}$ и может достигать несколько сотен кОм. Большое входное сопротивление – достоинство эмиттерного повторителя. Для определения выходного сопротивления используем схему замещения каскада ОК в виде, представленном на рис. 7.18.

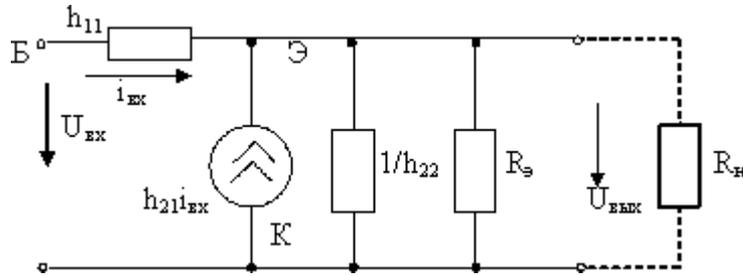


Рис. 7.18. Вариант схемы замещения эмиттерного повторителя

Выходное сопротивление, согласно [11], определяется как отношение напряжения холостого хода схемы (при отключенном сопротивлении нагрузки) к току короткого замыкания на выходе $R_{ВЫХ} = U_{ХХ} / i_{КЗ}$.

Уравнения, описывающие схему в режимах холостого хода (ХХ) и короткого замыкания (КЗ) на выходе, имеют вид:

– в режиме КЗ: $i_{КЗ} = i_{ВХ} + h_{21} \cdot i_{ВХ} = i_{ВХ} (1 + h_{21})$, или $i_{КЗ} = U_{ВХ} / h_{11} (1 + h_{21})$;

– в режиме ХХ: $U_{ХХ} = U_{ВХ} - i_{ВХ} \cdot h_{11}$.

$$R_{ВЫХ} = h_{11} \cdot (1 - h_{11}/R_{ВХ}) / (1 + h_{21}) \quad (7.19)$$

Учитывая, что $R_{ВХ} \gg h_{11}$, получим $R_{ВЫХ} \approx h_{11}/(1 + h_{21})$.

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя имеет величину порядка десятков Ом, что также является достоинством каскада.

Таким образом, эмиттерный повторитель обладает высоким входным и малым выходным сопротивлениями. Следовательно, его коэффициент усиления по току может быть высоким. Эмиттерный повторитель обычно используют для согласования высокоомного источника усиливаемого сигнала с низкоомным нагрузочным устройством.

Температурная стабильность каскада обеспечивается основным резистором $R_э$, включенным в эмиттерную цепь, подобно тому, как это было выполнено в схеме каскада с ОЭ (по принципу эмиттерной стабилизации – рис. 7.14).

Усилительный каскад с общей базой (схема ОБ). Схема каскада с общей базой показана на рис. 7.19. В схеме ОБ для создания режима покоя, при котором работа обеспечивается на линейном участке характеристики, используются резисторы $R_{Б}$ и $R_{Б'}$. Конденсатор $C_{Б}$ имеет на усиливаемой частоте сопротивление $1/2\pi f C_{Б} \ll R_{Б}$, поэтому падение переменной составляющей на этой параллельной цепочке мало и можно считать, что база соединена с общей точкой схемы.

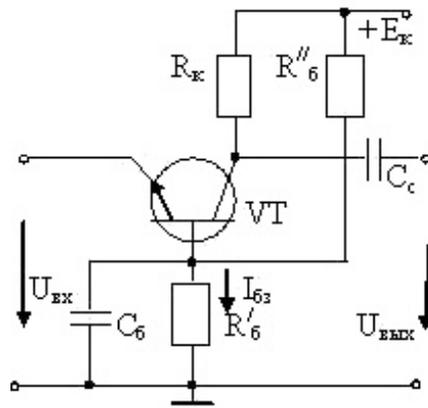


Рис. 7.19. Схема усилительного каскада с общей базой

Усиливаемый сигнал (входное напряжение $U_{ВХ}$) подается между базой и эмиттером. Через конденсатор связи $C_С$ с коллектора снимается переменное выходное напряжение $U_{ВЫХ}$.

Каскад с общей базой имеет коэффициент усиления по напряжению примерно такой же, как в схеме с ОЭ. Однако коэффициент усиления по току гораздо ниже, так как входной ток – эмиттерный, а выходной – коллекторный. Коэффициент усиления по мощности меньше, чем в схемах ОЭ и ОК. Каскад ОБ имеет малое входное сопротивление и высокое выходное сопротивление. По указанным причинам этот каскад используется редко.

7.4. Усилительные каскады на полевых транзисторах

Каскад с общим истоком (ОИ). Схема каскада с общим истоком на полевом транзисторе с управляющим $p-n$ -переходом показана на рис. 7.20. Звено $R_{И}C_{И}$ обеспечивает отрицательное смещение на затворе $З$ относительно истока $И$. Резистор R_3 соединяет затвор с общей шиной и предназначен для стабилизации входного сопротивления каскада, причём $R_3 \approx 1$ МОм и на 1 – 2 порядка меньше входного сопротивления транзистора.

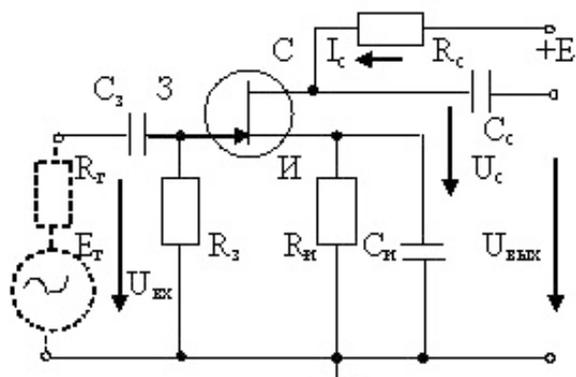


Рис. 7.20. Схема усилительного каскада ОИ на полевом транзисторе

Резистор $R_С$ служит для ограничения тока и на нем выделяется усиленное переменное напряжение. Схема замещения усилительного каскада с ОИ для переменного тока имеет вид,

представленный на рис. 7.21. Пунктирным контуром охвачена схема замещения полевого транзистора.

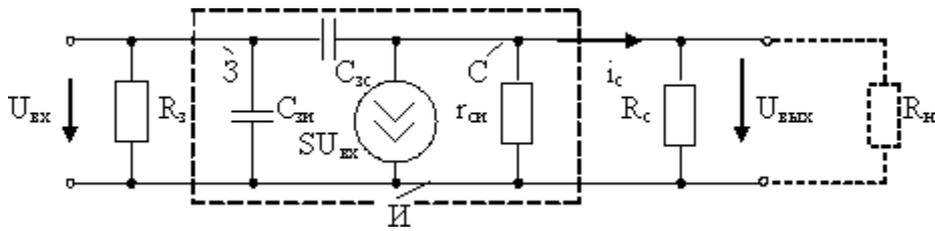


Рис. 7.21. Схема замещения каскада ОИ для переменного тока

В схеме замещения (рис. 7.21) элементы R_{II} и C_{II} , показанные в схеме на рис. 7.20, отсутствуют, так как предполагается, что емкость C_{II} достаточно велика и «закорачивает» цепь R_{II} по переменному току. $C_{зс}$, $C_{зи}$ – конденсаторы, учитывающие наличие ёмкости между затвором и стоком и между затвором и истоком.

Основными параметрами каскада являются: входное сопротивление $R_{ВХ} \approx R_з$; коэффициент усиления по напряжению $K_U = U_{ВЫХ} / U_{ВХ}$.

$$K_U = S U_{ВХ} r_{СИ} R_C / (R_C + r_{СИ}) / U_{ВХ} = S r_{СИ} R_C / (R_C + r_{СИ}), \quad (7.20)$$

где S – крутизна характеристики транзистора;

$r_{СИ}$ – внутреннее сопротивление транзистора между стоком и истоком.

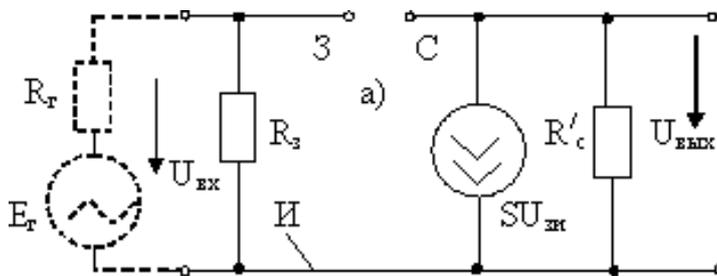
Если учесть, что $R_C \ll r_{СИ}$, то

$$K_U \approx S R_C. \quad (7.21)$$

Выходное сопротивление каскада:

$$R_{ВЫХ} = R_C // r_{СИ} \approx R_C. \quad (7.22)$$

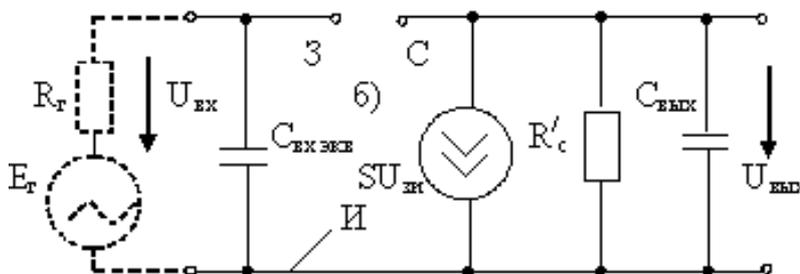
Часто используют упрощенные эквивалентные схемы каскадов. Например, в приближённых расчетах применяют упрощенные эквивалентные схемы для сигналов средних и высоких частот (рис. 7.22).



$$S = 1 / g_{21};$$

$$r_{СИ} = 1 / g_{22},$$

$$R'_с = r_{СИ} // R_C$$



$$C_{ВЫХ} = C_{зс} +$$

$$+ C_{зс} (1 + K_U);$$

$$C_{ВЫХ} = C_{зс};$$

$$K_U = U_{ВЫХ} / U_{ВХ}$$

Рис. 7.22. Упрощённые схемы замещения каскада ОИ для сигналов средних (а) и высоких (б) частот

Анализ работы усилительного каскада на полевом транзисторе с общим истоком удобно провести графоаналитическим способом с помощью стоковых характеристик $I_C = f(U_C)$.

Уравнение для цепи стока и истока в режиме покоя (рис. 7.20) имеет вид: $E_C = U_C + R_C I_C$, откуда

$$I_C = (E_C - U_C) / R_C. \quad (7.23)$$

Аналогично методике, изложенной выше, в области выходных характеристик (рис. 7.23) в первом квадранте координатной плоскости проводим линию нагрузки. Стоко-затворную характеристику размещаем во втором квадранте в соответствии с положением точек пересечения нагрузочной линии с выходными характеристиками. Выбираем исходное положение характеристической (рабочей) точки (П, П' на рис. 7.23). Построение графика выходного напряжения $U_{ВЫХ}(t)$ следует начинать с построения графика входного напряжения $U_{ВХ}(t)$ в третьем квадранте рис. 7.23.

Анализ графиков изменения входного $U_{ВХ}(t)$ и выходного $U_{ВЫХ}(t)$ напряжений показывает, что направления их изменений противоположны (противофазны).

Вследствие большого разброса параметров и влияния температуры для полевых транзисторов, как и для биполярных, необходима стабилизация положения рабочей точки на характеристиках транзистора (точки П, П' на рис. 7.23).

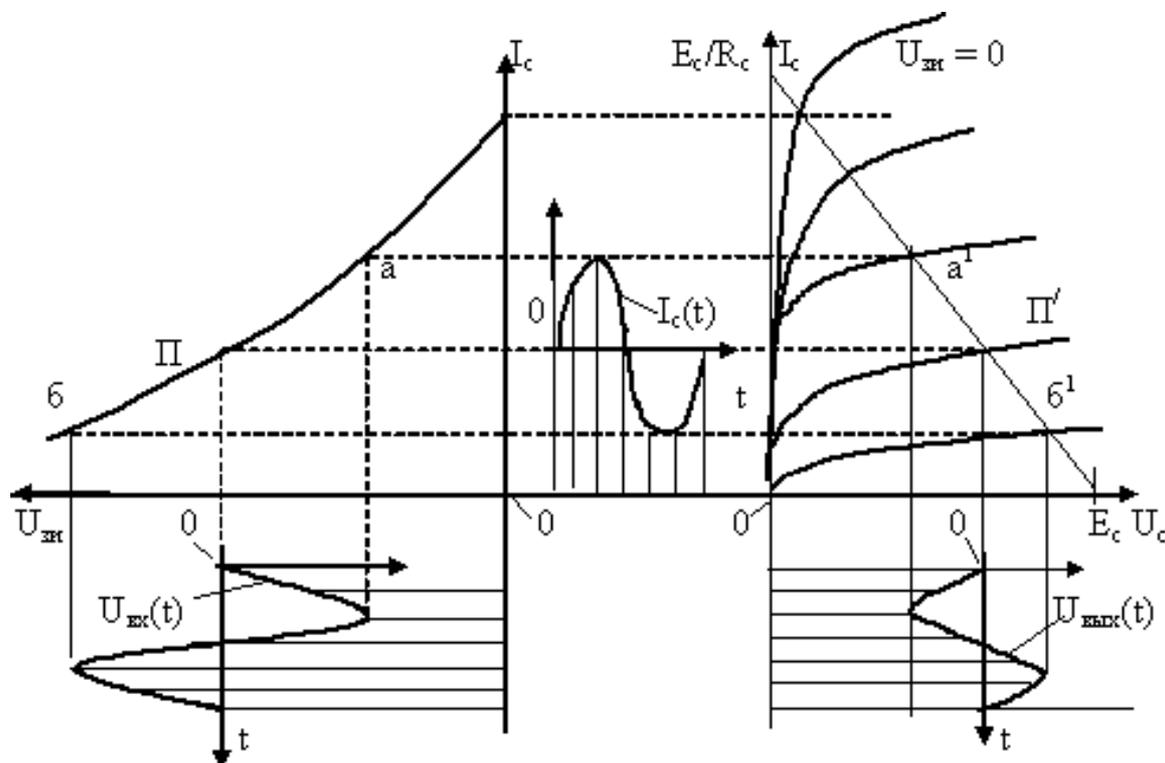


Рис. 7.23. Иллюстрация к графоаналитическому анализу работы усилительного каскада с общим истоком (ОИ)

Стабилизация достигается включением в цепь истока резистора R_{II} (рис. 7.20), сопротивление которого выбирается несколько большим, чем нужно для создания смещения. Для компенсации излишнего смещения на входе включают высокоомный резисторный делитель.

Истоковый повторитель (схема усилительного каскада с общим стоком). Истоковый повторитель аналогичен эмиттерному повторителю, собранному на биполярном транзисторе. Схемы каскадов с общим стоком показаны на рис. 7.24.

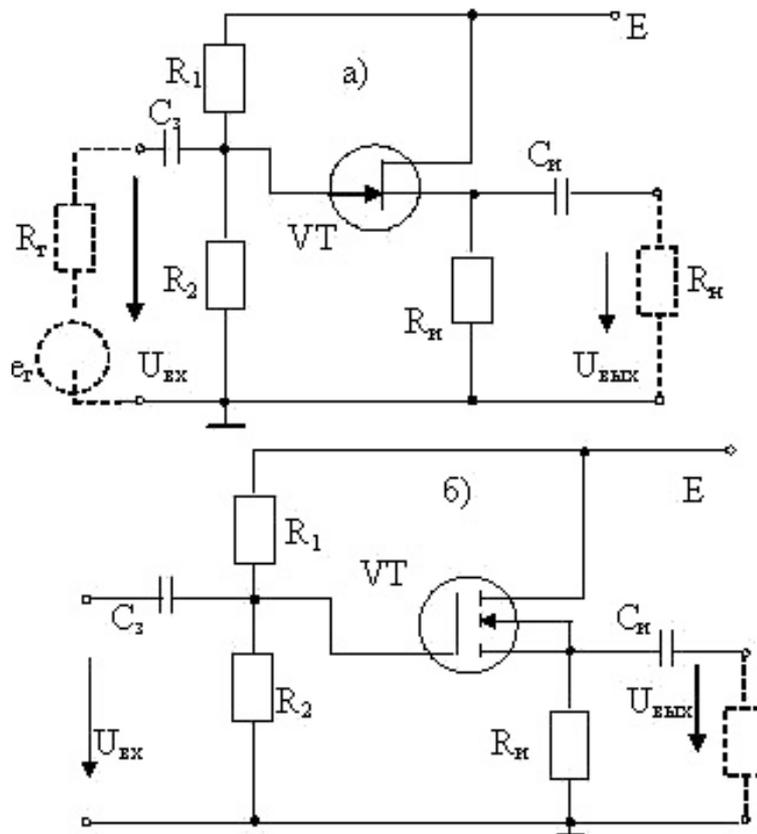


Рис. 7.24. Схемы истоковых повторителей на полевых транзисторах

Каскад (рис. 7.24, а) выполнен на транзисторе с управляющим $p-n$ -переходом (с каналом n -типа). Каскад (рис. 7.24, б) выполнен на МДП-транзисторе с индуцированным каналом n -типа. Резисторный делитель напряжения R_1, R_2 обеспечивает смещение на затворе.

Методика расчёта параметров истокового повторителя аналогична методике расчёта параметров эмиттерного повторителя. Эквивалентная схема показана на рис. 7.25.

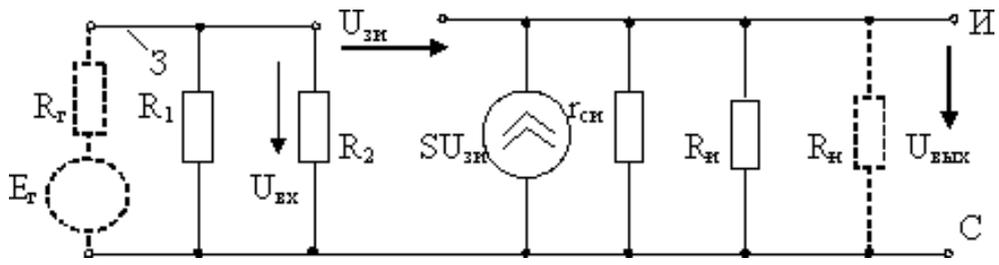


Рис. 7.25. Эквивалентная схема истокового повторителя

Эквивалентная схема показана для средних частот, как наиболее простая. Аналитические выражения для определения параметров приведены ниже (S – крутизна характеристики транзистора):

$$\begin{aligned}
 U_{ВЫХ} &= S U_{3И} \cdot R'_{И}; \quad R'_{И} = (r_{СИ} \parallel R_{И} \parallel R_{Н}); \\
 U_{BX} &= U_{3И} (1 + S \cdot R'_u); \\
 K_U &= U_{ВЫХ} / U_{BX} = S \cdot R'_u / (1 + S \cdot R'_u); \\
 R_{BX} &= R_1 \parallel R_2; \quad R_{ВЫХ} \approx 1/S; \quad K_I = K_U (R_1 \parallel R_2) / R_{Н}.
 \end{aligned}
 \tag{7.24}$$

7.5. Режимы работы усилительных каскадов

Различают три основных режима работы усилительных каскадов (три класса усиления): А, В, С [12]. Основные параметры этих режимов – нелинейные искажения и коэффициент полезного действия. Параметры класса усиления зависят от исходного состояния усилительного каскада, отражаемого положением рабочей точки на выходных характеристиках и от уровня входного усиливаемого сигнала.

Режим А характеризуется тем, что рабочую точку в режиме покоя выбирают на линейном участке (чаще всего посередине) выходной и переходной (сквозной) характеристик транзистора. Сквозная характеристика для биполярного транзистора – это зависимость выходного (коллекторного) тока от входного тока (тока базы).

Для полевого транзистора сквозная характеристика – это, например, зависимость тока стока от управляющего напряжения между затвором и истоком. Уровень (амплитуда) входного сигнала в режиме А должен быть таким, чтобы работа усилительного каскада происходила на линейном участке характеристики. В этом случае искажение формы выходного сигнала по сравнению с формой входного будут минимальными. Однако этот режим имеет низкий КПД, который вычисляется как отношение выходной (полезной) мощности $P_{ВЫХ}$ к мощности источника питания P_0 :

$$\eta = (P_{ВЫХ} / P_0) 100 \%.
 \tag{7.25}$$

Соотношение между мощностями удобно выявить, используя графическое представление процесса усиления входного сигнала в усилительном каскаде (рис. 7.11) Соответствующие построения показаны на рис. 7.26 и 7.27.

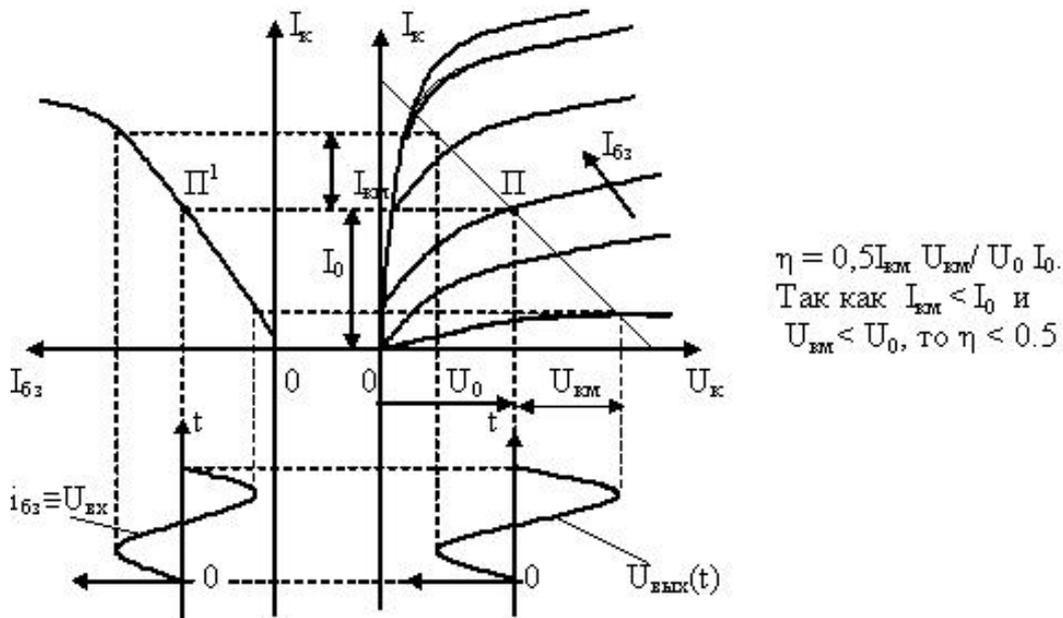


Рис. 7.26. Выбор положения рабочей точки на характеристиках каскада ОЭ в классе усиления А

Постоянные составляющие напряжения U_0 и тока I_0 определяют исходное положение рабочей точки II. Потребляемая мощность равна произведению постоянных составляющих коллекторных напряжений и токов $P_0 = U_0 I_0$. Для синусоидальных величин выходная мощность

$$P_{ВЫХ} = 0,5 U_{КМ} I_{КМ},$$

где $U_{КМ}$, $I_{КМ}$ – амплитуды коллекторных напряжений и токов. Следовательно, КПД каскада в режиме А (рис. 7.26) согласно (7.25) не может быть больше 50 %.

Режим В характеризуется тем, что рабочую точку II выбирают в начале переходной характеристики (в точке отсечки) (рис. 7.27, а). В этом режиме переменные составляющие тока и напряжения транзистора возникают лишь в положительные полупериоды входного напряжения.

При синусоидальном входном сигнале будем иметь на выходе полупериод синусоиды, т.е. большие искажения. Режим В будет иметь более высокий КПД по сравнению с режимом А, так как ток покоя I_0 мал, несмотря на то, что U_0 больше ($\eta \approx 80\%$). Иногда используют режим АВ, при котором рабочая точка занимает промежуточное положение.

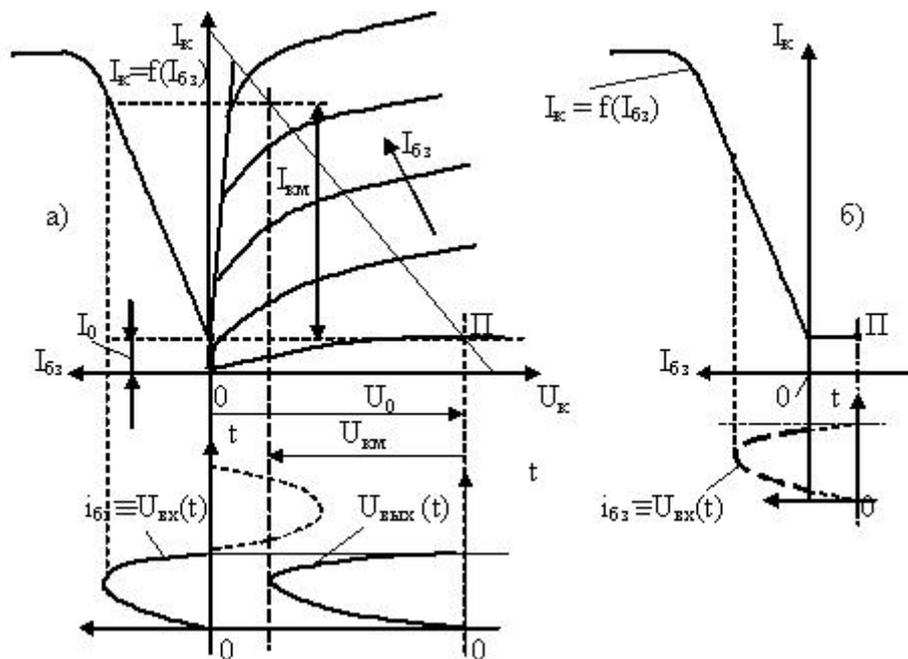


Рис. 7.27. Выбор исходного положения рабочей точки на характеристиках усилительного каскада ОЭ в режимах В (а) и С (б)

В режиме С рабочую точку выбирают за точкой отсечки и ток в транзисторе возникает только в течение некоторой части полупериода входного напряжения. Искажения будут большими, а КПД близок к 100 %. Режим С используют в избирательных усилителях, автогенераторах, выделяя из искаженного выходного сигнала основную гармонику [21].

8. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ И УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Усилителями мощности называют выходные каскады, предназначенные для передачи максимальной мощности в нагрузочное устройство. Нагрузочными устройствами являются обычно обмотки реле и электродвигателей, громкоговорители, нагревательные устройства. Для усилителя мощности главными показателями являются коэффициент усиления по мощности K_P и высокий КПД.

8.1. Усилители с трансформаторным включением нагрузки

Однотактный усилительный каскад. Принципиальная схема однотактного усилительного каскада с трансформаторным согласованием нагрузки приведена на рис. 8.1. Утолщёнными линиями условно изображены обмотки трансформатора TV: первичная обмотка включена в цепь коллектора транзистора VT, к вторичной обмотке подключено сопротивление нагрузки R_H .

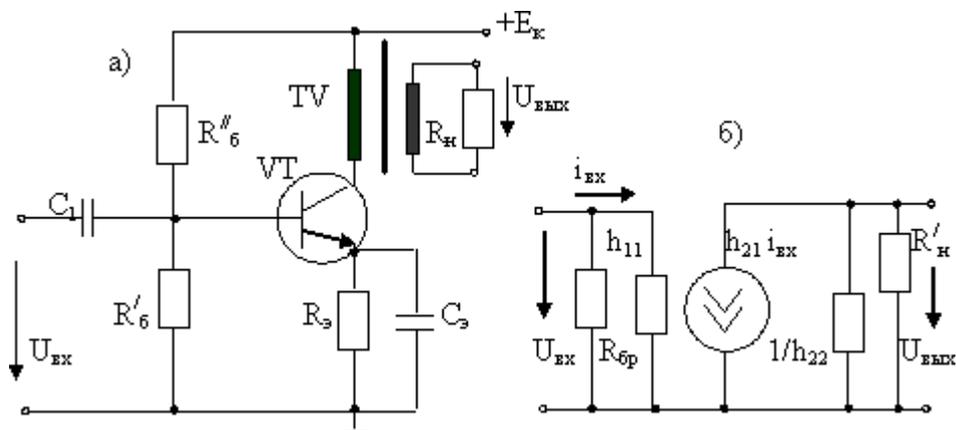


Рис. 8.1. Однотактный усилитель мощности (а) и его упрощенная схема замещения (б)

В схеме усилителя элементы $R'_Б$, $R''_Б$, $R_Э$, $C_Э$ обеспечивают выбранный режим по постоянному току и его температурную стабилизацию. Трансформатор TV согласует сопротивление резистора нагрузки R_H с выходным сопротивлением транзисторного каскада $R_{ВЫХ}$ и формирует усиленный ток и напряжение, а также гальванически отделяет цепь нагрузки и цепи каскада. В схеме замещения резистор $R_{БП}$ – эквивалентное сопротивление делителя напряжения, обеспечивающего нужное смещение на базе транзистора; $R'_Н$ – эквивалентное сопротивление нагрузки: $R'_Н = n^2 R_H$, где $n = W1/W2$ – коэффициент трансформации трансформатора TV; $W1$, $W2$ – числа витков первичной (коллекторной) и вторичной обмоток. Усилитель используется чаще всего в режиме А во избежание больших искажений. Недостаток схемы – завышенная мощность трансформатора из-за подмагничивания магнитного сердечника трансформатора постоянным током коллектора.

Двухтактный трансформаторный усилитель мощности. Усилитель состоит из двух симметричных плеч (рис. 8.2). Транзисторы VT1, VT2 подбирают с максимально близкими параметрами. Каждый из транзисторов работает противофазно. Входной трансформатор TV_{ВХ} обеспечивает получение одинаковых по модулю, но противоположных по фазе входных напряжений. Выходной трансформатор TV_{ВЫХ} суммирует переменные выходные токи и напряжения транзисторов. R_1 , R_2 – делитель, обеспечивающий заданное положение рабочей точки (смещение) транзисторов. В этой схеме, в отличие от однотактной, отсутствует подмагничивание выходного трансформатора постоянным током. Это благоприятно сказывается на форме выходного сигнала и других показателях.

Особенно эффективен режим В, когда каждый из транзисторов участвует в формировании выходного напряжения только в течение одного полупериода. Транзисторы работают поочередно, образуя гармоническое выходное напряжение из двух полуволн.

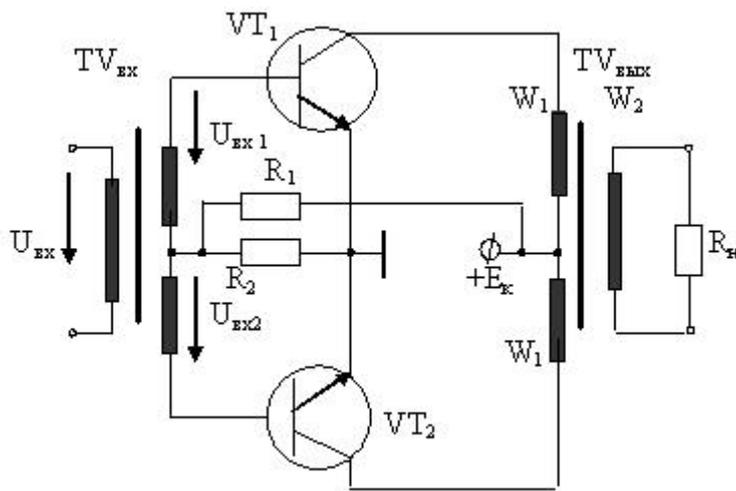


Рис. 8.2. Схема двухтактного трансформаторного усилителя мощности

Основные достоинства схемы: гальваническое разделение входных и выходных цепей, высокий КПД. Недостаток – сложность, обусловленная необходимостью использования двух трёхобмоточных трансформаторов и трудность обеспечения симметрии в схеме.

8.2. Безтрансформаторные двухтактные усилители

Безтрансформаторные двухтактные усилители используются в выходных каскадах электронных устройств. На схеме рис. 8.3 показан усилитель на двух одинаковых биполярных транзисторах.

Транзисторы управляются двумя противофазными сигналами U_{BX1} , U_{BX2} . В первом такте участвует, например, VT2, к базовой цепи которого приложено открывающее напряжение – полуволна U_{BX2} .

В этот полупериод транзистор VT1 будет закрыт положительной полуволной U_{BX1} . Во втором такте транзистором VT1 усиливается вторая полуволна входного тока, а VT2 будет закрыт.

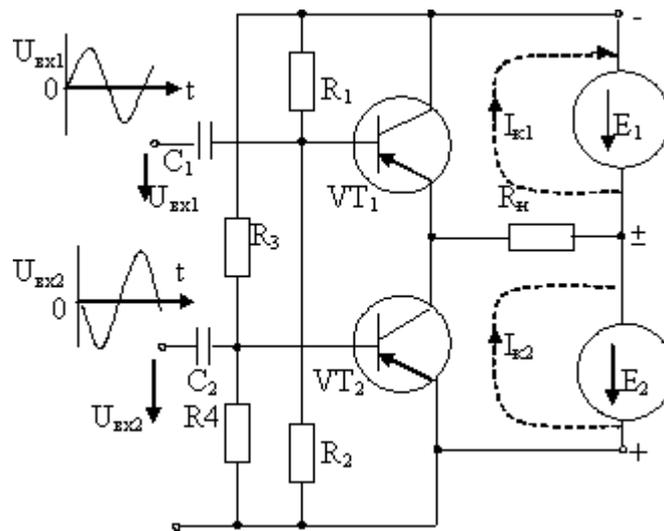


Рис. 8.3. Схема двухтактного безтрансформаторного усилителя с транзисторами одного типа проводимости

Вариант схемы двухтактного безтрансформаторного усилителя на транзисторах разного типа проводимости (на комплементарных транзисторах) показан на рис. 8.4.

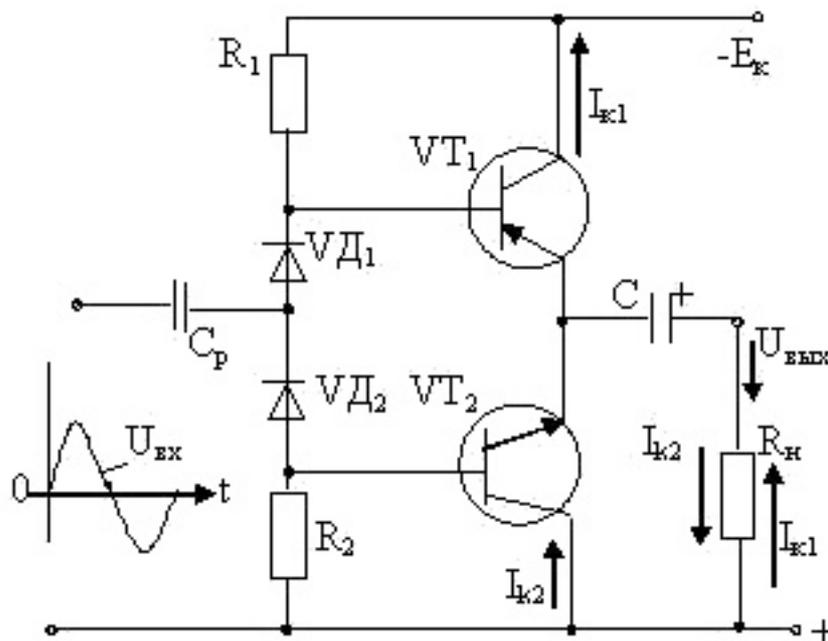


Рис. 8.4. Схема двухтактного усилителя с одним источником питания

В схеме нужен конденсатор C большой ёмкости, так как он заменяет источник питания в такте, когда транзистор VT_1 закрыт. Транзисторы должны иметь идентичные характеристики. Эти условия ограничивают область применения такого усилителя.

8.3. Усилители постоянного тока

Усилители постоянного тока (УПТ) – это усилители, способные усиливать не только сигналы переменного тока, но и сигналы, медленно изменяющиеся во времени, т.е. сигналы,

эквивалентная частота которых практически равна нулю. АЧХ УПТ отличается от АЧХ усилителя переменных сигналов (рис. 8.5).

Связь источника сигнала со входом усилителя и междкаскадные связи в УПТ не могут быть осуществлены посредством конденсаторов и трансформаторов подобно усилителям переменного тока.

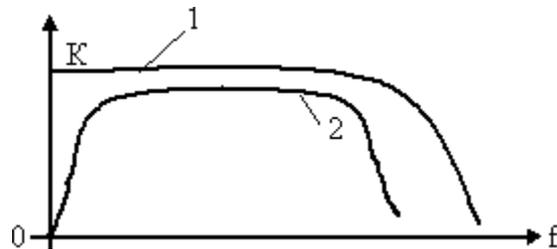


Рис. 8.5. Примерный вид АЧХ усилителя постоянного тока (1) и усилителя переменного тока (2)

В усилителях переменного тока связь входных и выходных цепей осуществляется резистивно-емкостными или трансформаторными цепями. Для передачи сигнала в УПТ по тракту усиления необходима непосредственная (с помощью проводников или резисторов) связь по постоянному току между усилительными каскадами и источником сигнала. В области высоких частот в УПТ сказываются паразитные емкостные и индуктивные связи, которые приводят к снижению коэффициента усиления в области высоких частот также, как и в усилителе переменного тока с резистивно-емкостными связями (рис. 8.5).

УПТ должны удовлетворять нескольким требованиям:

- при отсутствии входного сигнала должен отсутствовать выходной сигнал;
- при изменении знака входного сигнала должен изменяться знак и выходной сигнал;
- выходное напряжение должно быть пропорционально входному.

Усилители с непосредственной связью между каскадами. Непосредственная связь каскадов обуславливает особенности расчета их режима покоя (режима, при котором отсутствует входной сигнал).

В первую очередь необходимо из усиливаемого и выходного сигналов убрать постоянные составляющие, обеспечивающие исходный режим работы усилительного элемента. Это можно, например, осуществить компенсационным методом. Упрощенная схема каскада УПТ на одном транзисторе показана на рис. 8.6. Схема имеет, в основном, только теоретическое значение, на практике используются другие схемы, лишенные недостатков, присущих рассматриваемой.

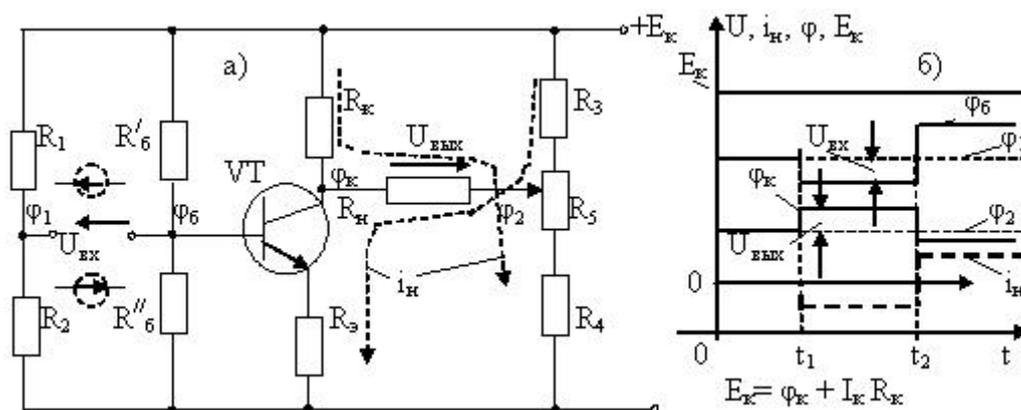


Рис. 8.6. Схема каскада УПТ с компенсацией постоянных составляющих (а) и диаграммы изменения сигналов (б):

φ_i – потенциалы в соответствующих точках;

i_n – ток в сопротивлении нагрузки R_H ;

U_{BX} – входной (усиливаемый) сигнал, $U_{BX} = \varphi_1 - \varphi_6$; $U_{ВЫХ}$ – выходное напряжение,

$U_{ВЫХ} = \varphi_k - \varphi_2$; R_5 – резистор настройки нулевого уровня выходного напряжения при отсутствии входного сигнала

В схеме отсутствуют конденсаторы внутрикаскадных связей, поэтому вид АЧХ соответствует таковому для УПТ (рис. 8.5).

Резистор R_3 осуществляет температурную стабилизацию и расширяет полосу пропускания каскада за счёт создания отрицательной обратной связи по току нагрузки.

Сопротивление нагрузки R_H включено между коллектором и средней точкой делителя R_3, R_5, R_4 . Входной сигнал (напряжение U_{BX}) подаётся между базой и средней точкой делителя R_1, R_2 .

При отсутствии входного напряжения ($U_{BX} = 0$) и равенстве потенциалов в соответствующих точках ($\varphi_1 = \varphi_6, \varphi_k = \varphi_2$) ток в нагрузке отсутствует ($i_H = 0$). Для точной подстройки режима служит переменный резистор R_5 . Если, например, на вход подать отрицательный сигнал (момент t_1 на рис. 8.6, б), ток базы транзистора уменьшится. Изменение тока базы вызывает соответствующее изменение тока коллектора, увеличивается потенциал φ_k , вызывая ток i_H в резисторе R_H . Если входной сигнал меняет знак (момент t_2) – ток коллектора увеличивается, потенциал φ_k уменьшается, в резисторе R_H ток изменит направление. Таким образом, схема удовлетворяет требованиям, предъявляемым к УПТ.

Рассмотренная выше схема усилителя постоянного тока имеет следующие недостатки:

а) нагрузочный резистор не соединен с общей точкой схемы;

б) источник входного сигнала не соединен с общей точкой схемы;

в) требуется тщательная предварительная настройка исходного состояния и подстройка в процессе работы. Это создает неудобства при построении более сложных схем.

Названные недостатки можно частично устранить, если использовать не один, а два источника питания.

Упрощенная схема каскада УПТ представлена на рис. 8.7.

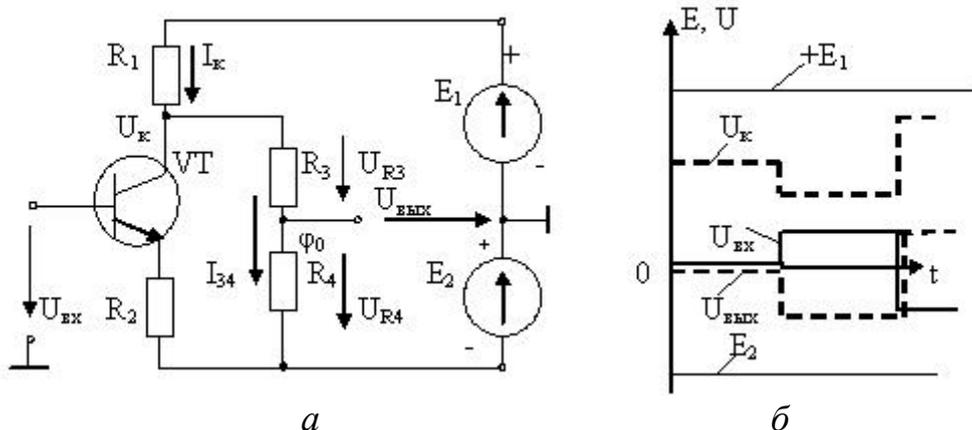


Рис. 8.7. Упрощенная схема (а) и диаграммы (б) сигналов каскада УПТ с двумя источниками питания

Работу каскада УПТ (рис. 8.7) можно пояснить следующим образом.

В контуре U_K, E_2, R_4, R_3 справедливо уравнение:

$$U_{R3} + U_{R4} = U_K + E_2.$$

Потенциал средней точки φ_0 делителя R_3R_4 должен быть равен нулю в исходном состоянии схемы, для чего должно соблюдаться условие $I_{34}R_4 = E_2$. В этом случае $E_2 = U_{R4}$, а $U_{R3} = U_K$. Ток I_{34} выбирают из соотношения $I_{34} = (0,02 - 0,1) I_K$, т.е. значительно меньше тока коллектора, чтобы не нарушать режим работы транзистора, в этом случае $R_3 = U_K / I_{34}$, $R_4 = E_2 / I_{34}$.

При подаче, например, положительного входного напряжения $U_{ВХ}$ возрастает ток базы, увеличивается ток коллектора I_K и падение напряжения $R_1 I_K$, снижается напряжение коллектора U_K . Это приводит к снижению потенциала средней точки φ_0 и появлению отрицательного выходного напряжения. Если $R_3 \gg R_1, R_4 \gg R_1$, (в этом случае можно пренебречь шунтирующим действием делителя R_3R_4) коэффициент усиления напряжения схемы можно приближённо определить по соотношению:

$$K = K_0 R_4 / (R_3 + R_4), \quad (8.1)$$

где K_0 – коэффициент усиления напряжения усилителя с коллекторной нагрузкой без делителя R_3R_4 .

Дрейф в УПТ (дрейф нуля). С течением времени в УПТ изменяются токи транзисторов и напряжения на их электродах, нарушается компенсация постоянных составляющих напряжений и на выходе УПТ появляется напряжение при отсутствии входного сигнала. Это явление называют дрейфом нуля.

УПТ должен усиливать напряжение вплоть до самых низких частот, поэтому всякое изменение постоянных составляющих напряжения из-за нестабильности источников питания, старения транзисторов, изменения температуры окружающей среды принципиально не отличается от полезного сигнала. Дрейф нуля можно наблюдать, если вход усилителя УПТ замкнуть накоротко, а на выходе включить милливольтметр. С течением времени на выходе появится напряжение дрейфа $U_{ВЫХ} = U_{ДР}$ (рис. 8.8).

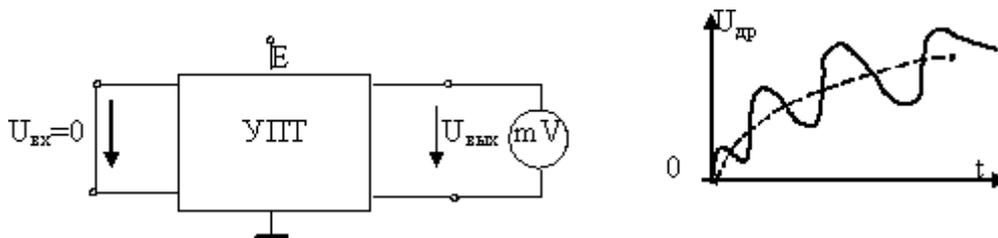


Рис. 8.8. Структурная схема для обнаружения дрейфа нуля и диаграмма изменения напряжения дрейфа после включения схемы

Если УПТ имеет коэффициент усиления по напряжению K , то величину дрейфа оценивают по выражению $U_{др} = U_{вых} / K$ при $U_{вх} = 0$ и называют дрейфом, приведенным к входу усилителя.

УПТ может правильно воспроизводить на выходе только те сигналы, которые значительно превышают напряжение дрейфа, т.е. при $U_{вх} \gg U_{др}$, поэтому $U_{др}$ определяет чувствительность усилителя по входу. Напряжение дрейфа условно можно разделить на две составляющие: монотонно изменяющаяся и переменная составляющие (медленный и быстрый дрейф).

Первая обусловлена изменением характеристик транзисторов, вторая – колебаниями напряжения источника питания, температуры и т.п.

Борьбу с дрейфом осуществляют различными способами, главные из них:

- стабилизация напряжения источников питания;
- стабилизация температурного режима;
- подбор и тренировка транзисторов;
- преобразование усиливаемого сигнала;
- использование дифференциальных (балансных) схем УПТ.

Например, при стабилизации напряжения питания с точностью $\pm 0,01\%$, температурной стабилизации $\pm 1^\circ\text{C}$ удастся снизить дрейф усилителя до $U_{др\text{вых}} \approx (5 - 20)$ мВ.

8.4. Дифференциальный усилитель

Одним из эффективных способов борьбы с дрейфом нуля является использование дифференциальных схем усиления сигналов постоянного тока [8]. Дифференциальный усилитель (ДУ) – это устройство, усиливающее разность двух напряжений. В идеальном ДУ выходное напряжение должно быть пропорционально разности абсолютных величин этих напряжений. Входные и выходные напряжения определяются относительно общей точки схемы, являющейся также общей точкой двух последовательно включенных источников питания (рис. 8.9).

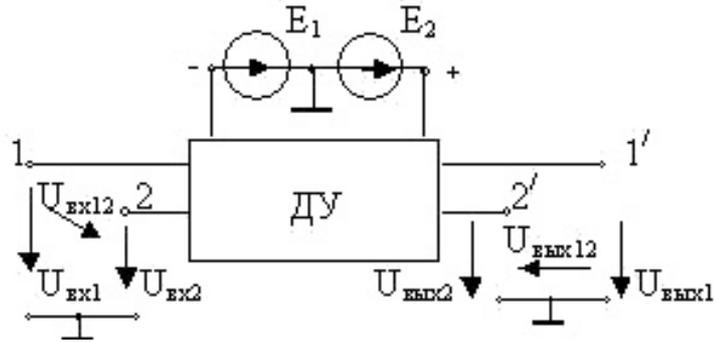


Рис. 8.9. Структурная схема дифференциального усилителя

Коэффициент усиления ДУ определяется как отношение разности выходных (усиленных) сигналов к разности входных сигналов:

$$K_P = (U_{ВЫХ1} - U_{ВЫХ2}) / (U_{ВХ1} - U_{ВХ2}) = U_{ВЫХ12} / U_{ВХ12}. \quad (8.2)$$

В реальном ДУ коэффициент усиления (передачи) напряжения K_P зависит не только от разности, но и от суммы напряжений. Это выражается в том, что выходное напряжение ДУ определяется по двум коэффициентам передачи входных сигналов:

$$U_{ВЫХ12} = U_{ВЫХ1} - U_{ВЫХ2},$$

$$U_{ВЫХ12} = K_P(U_{ВХ1} - U_{ВХ2}) \pm K_C(U_{ВХ1} + U_{ВХ2}) / 2, \quad (8.3)$$

где K_P – коэффициент усиления разностного напряжения;

K_C – коэффициент передачи суммы входных сигналов. Полусумму входных сигналов $(U_{ВХ1} + U_{ВХ2}) / 2$ называют синфазным сигналом. С учетом приведенных соотношений можно дать определение коэффициента передачи синфазного сигнала, полагая $(U_{ВХ1} - U_{ВХ2}) = 0$:

$$K_C = 2(U_{ВЫХ1} - U_{ВЫХ2})_{сф} / (U_{ВХ1} + U_{ВХ2}). \quad (8.4)$$

Коэффициент передачи синфазного сигнала есть отношение напряжения на выходе к синфазному входному напряжению при разностном напряжении на входе, равном нулю. Качество ДУ оценивается коэффициентом ослабления синфазного сигнала:

$$K_{ОЛСФ} = K_P / K_C. \quad (8.5)$$

С учетом (8.5) выходное напряжение будет определяться соотношением:

$$U_{ВЫХ12} = K_P[(U_{ВХ1} - U_{ВХ2}) \pm (U_{ВХ1} + U_{ВХ2}) / 2K_{ОЛСФ}]. \quad (8.6)$$

У «хороших» ДУ обычно $K_{ОЛСФ} = (80 - 120)$ дБ.

Относительную погрешность усиления разности напряжений можно найти по выражению:

$$\delta = 2(U_{ВХ1} + U_{ВХ2}) / [K_{ОЛСФ}(U_{ВХ1} - U_{ВХ2})]. \quad (8.7)$$

Выражение (8.7) показывает, что δ тем меньше, чем больше $K_{ОЛСФ}$.

Принципы построения дифференциальных усилительных каскадов. ДУ построены по принципу 4-плечевого измерительного моста (рис. 8.10).

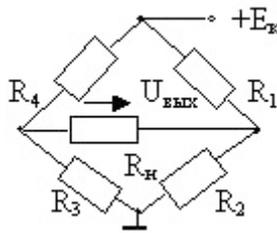


Рис. 8.10. Схема 4-плечевого измерительного моста

Мост сбалансирован (находится в равновесии), если $R_1R_3 = R_2R_4$, при этом $U_{ВЫХ} = 0$. Изменение напряжения питания E_K и пропорциональное изменение резисторов не нарушает равновесия в схеме.

Схема дифференциального усилителя показана на рис. 8.11, в ней вместо резисторов моста используются транзисторы.

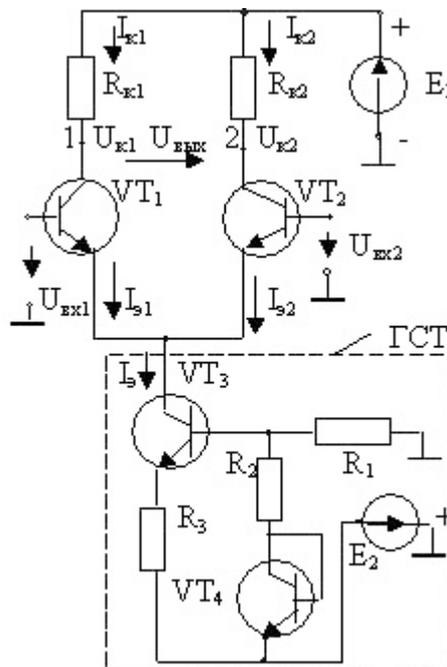


Рис. 8.11. Схема ДУ с транзисторами в плечах равновесного моста

Стабильность работы ДУ достигается не только использованием свойств равновесного моста, но и обеспечением стабильности тока $I_{\mathcal{E}}$, протекающего в цепях источников питания. Величина этого тока определяется параметрами схемы, называемой генератором стабильного тока (ГСТ). В неё входят транзисторы VT_3, VT_4 , резисторы R_1, R_2, R_3 и источник E_2 . Равновесный мост образуют резисторы $R_{K1} = R_{K2}$, идентичные транзисторы VT_1, VT_2 . Если $E_1 = E_2$, то $I_{\mathcal{E}1} = I_{\mathcal{E}2} = I_{\mathcal{E}}/2$. Если $U_{ВХ1} = U_{ВХ2}$, то $U_{K1} = U_{K2} = E_1 - I_{\mathcal{E}}R_K/2$, $U_{ВЫХ} = 0$. Это будет, в частности, и при $U_{ВХ1} = U_{ВХ2} = 0$, т.е. когда входы ДУ соединены с общей точкой схемы.

Наличие симметрии в схеме 4-плечевого моста с транзисторами – обязательное условие правильной работы схемы, поэтому характеристики используемых транзисторов должны быть идентичны.

Высокая стабильность ДУ (нечувствительность к дрейфу нуля) обеспечивается тем, что изменения параметров идентичных элементов происходят в одну сторону и при вычитании на выходе не проявляются.

Например, при изменении температуры напряжения U_{K1} и U_{K2} изменяются одинаково, и в выходном разностном сигнале $U_{ВЫХ}$ это изменение практически не ощущается.

Входных сигналов не обязательно должно быть два. В частности, один из сигналов может быть равен нулю. Входы называют дифференциальными, причем один из входов называют *инвертирующим*, а другой *неинвертирующим*. Для определения аналитических соотношений изобразим упрощенную схему ДУ (рис. 8.12).

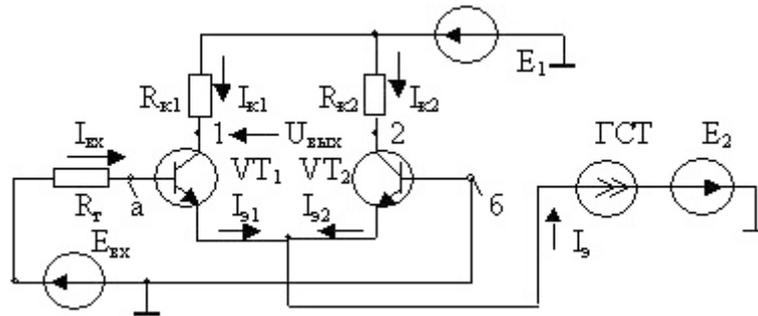


Рис. 8.12. Упрощенная схема ДУ

Можно заметить, что если подать входной сигнал $E_{ВХ}$ на базу VT_1 , то коллекторное напряжение в точке 1 (U_{K1}) с увеличением $E_{ВХ}$ уменьшается, т.е. инвертируется. При этом коллекторное напряжение в точке 2 (U_{K2}) с увеличением $E_{ВХ}$ тоже увеличивается, т.е. не инвертируется.

Поэтому вход *a* называют инвертирующим; *б* – не инвертирующим. При этом выходное напряжение:

$$U_{ВЫХ} = U_{K2} - U_{K1} = 2\Delta U_K, \quad (8.8)$$

где ΔU_K – величина изменения каждого коллекторного напряжения.

Интересно, что если, например, $I_{Э2} = 0$ (обрыв цепи эмиттера VT_2), то $I_{Э1} \approx I_{K1} \approx I_{Э}$, $U_{K1} = E_1 - I_{Э1} R_{K1}$, $U_{K2} = E_1$, $U_{ВЫХ} = I_{Э} R_{K1} = \text{Const}$.

Схема теряет способность усиления входного сигнала. С изменением полярности входного сигнала или при подаче входного сигнала на базовую цепь транзистора VT_2 процессы протекают аналогично.

Расчет коэффициента усиления по напряжению для дифференциального каскада.

Для упрощения будем считать, что входные сопротивления каскада по каждому входу транзисторов VT_1 ,

VT_2 (рис. 8.12) одинаковы, а $R_H = \infty$ (режим ХХ), тогда

$I_{ВХ} = E_{ВХ}/(R_{Г} + R_{ВХ1} + R_{ВХ2}) \approx E_{ВХ}/(R_{Г} + 2h_{11Э})$, где R_r – внутреннее сопротивление источника входного сигнала $E_{ВХ}$. Входные токи создают приращения коллекторных токов $\pm \Delta I_K = \pm I_{ВХ} h_{21Э}$. Приращения токов вызывают приращения коллекторных напряжений:

$$\pm \Delta U_K = \pm \Delta I_K R_K = \pm h_{21Э} I_{ВХ} R_K.$$

Коэффициент усиления по напряжению здесь удобнее определить по соотношению: $K_{УХХ} = (U_{K1} - U_{K2})/E_{ВХ}$ или $K_{УХХ} = 2\Delta U_K/E_{ВХ}$. После подстановки имеем

$$K_{УХХ} = 2 h_{21Э} \cdot R_K / (R_{Г} + 2h_{11Э}). \quad (8.9)$$

Если учесть сопротивление нагрузки, то:

$$K_{UH} = 2h_{21Э} \cdot (R_K // R_H) / (R_{Г} + 2h_{11Э}).$$

Если $R_{Г} \rightarrow 0$, а $R_H \rightarrow \infty$, то

$$K_{УД} = h_{21Э} \cdot R_K / h_{11Э}, \quad (8.10)$$

где $K_{УД}$ – коэффициент усиления каскада при указанных условиях.

В случае, когда подаются оба сигнала и подаваемые входные напряжения разнополярны, то

$$U_{ВЫХ} = K_{УД} \cdot [U_{ВХ1} - (-U_{ВХ2})] = K_{УД} (U_{ВХ1} + U_{ВХ2}). \quad (8.11)$$

Если подаваемые входные напряжения однополярны (синфазны), то

$$U_{ВЫХ} = K_{УД} (U_{ВХ1} - U_{ВХ2}). \quad (8.12)$$

8.5. Некоторые схемные решения, используемые в усилителях

С целью улучшения свойств ДУ используют решения, которые часто встречаются в схемах усилительных каскадов интегральных элементов. Одно из таких решений – генератор стабильного тока, схема которого показана на рис. 8.13.

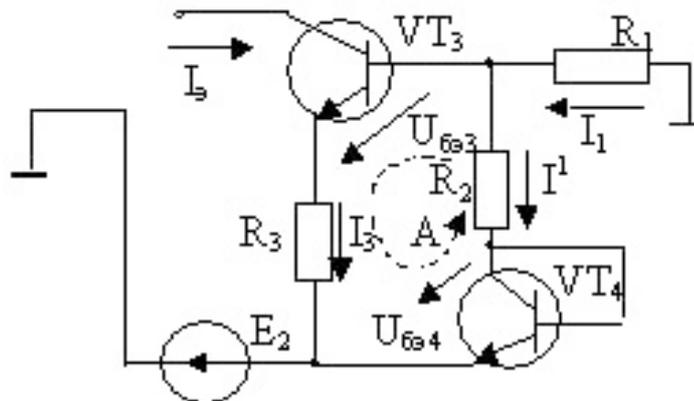


Рис. 8.13. Расчетная схема ГСТ

Для определения свойств ГСТ используем уравнение баланса напряжений в контуре А: $U_{БЭ3} + I_3 R_3 = I_1 R_2 + U_{БЭ4}$. Током, ответвляющимся в базу VT_3 , пренебрегаем. В этом случае $I_1 = I'$, а входной ток $I_Э$ равен току I_3 . Определим величину тока $I_Э$:

$$I_Э = [I_1 R_2 + (U_{БЭ4} - U_{БЭ3})] / R_3. \quad (8.13)$$

$$\text{Если } U_{БЭ3} = U_{БЭ4}, \text{ то } I_Э = I_1 R_2 / R_3 = [E_2 / (R_1 + R_2)] R_2 / R_3. \quad (8.14)$$

Если E_2 стабильно и R_1, R_2, R_3 – точные, то $I_Э = \text{Const}$ независимо от сопротивления той части схемы ДУ, откуда он вытекает (но обязательно при её наличии).

Схемное решение ГСТ, называемое «токовое зеркало» представлено на рис. 8.14.

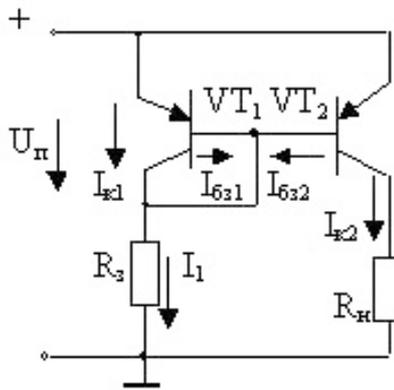


Рис. 8.14. Схема «токовое зеркало»

Для схемы справедливы уравнения:

$$I_1 = I_{K1} + I_{B31} + I_{B32} = (1 + h_{21,1})I_{B31} + I_{B32}; I_{K2} = h_{21,2} I_{B32},$$

$$I_{K1}/I_{K2} = [(1 + h_{21,1})I_{B31} + I_{B32}] / h_{21,2} I_{B32}. \quad (8.15)$$

Если $I_{B31} = I_{B32}$, что может быть лишь при идентичных транзисторах, $h_{21,1} = h_{21,2} \gg 1$, то $I_{K2} = I_1(h_{21,1} + 2)/h_{21,2} = I_1(1 + 2/h_{21,2})$, т.е. ток I_{K2} приближённо равен I_1 .

Ток в цепи резистора R_3 определяется напряжением U_{π} :

$I_1 = (U_{\pi} - U_{БЭ}) / R_3$, а ток I_{K2} практически не зависит от сопротивления резистора R_H (это свойство генератора тока). Равенство $I_1 = I_{K2}$ определило название схемы – «токовое зеркало». На транзисторах с проводимостью типа $n-p-n$ схема «токовое зеркало» будет иметь вид, показанный на рис. 8.15.

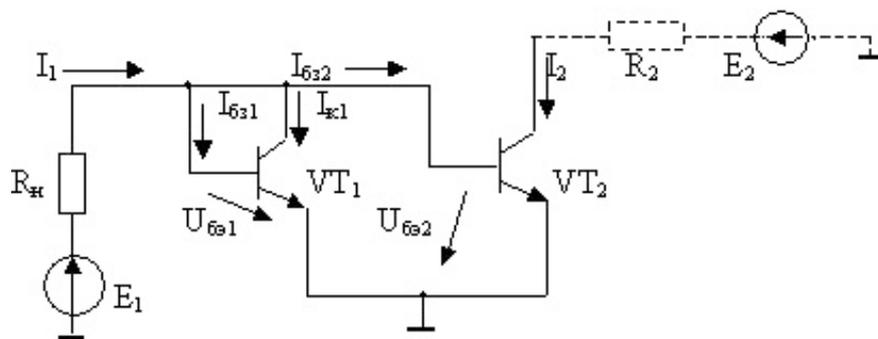


Рис. 8.15. «Токовое зеркало» на транзисторах $n-p-n$

Для схемы справедливы уравнения: $I_{K1} = h_{21} I_{B31}$; $I_1 = I_{K1} + 2I_{B31}$, так как $I_{B31} = I_{B32}$, потому что $U_{БЭ1} = U_{БЭ2}$; $I_2 = h_{21} I_{B32} = h_{21} I_{B31}$; $I_1 = (E_1 - U_{БЭ1})/R_H$.

Определяем отношение токов, подставляя их значения:

$$I_2 / I_1 = h_{21} \cdot I_{B31} / (I_{K1} + 2I_{B31}) = h_{21} / (2 + h_{21}) \approx 1. \quad (8.16)$$

При достаточно больших значениях R_H , h_{21} и E_1 получим $I_2 = I_1 \approx E_1 / R_H$, что соответствует свойству «токового зеркала». Улучшенный вариант схемы (рис. 8.14) представлен на рис. 8.16.

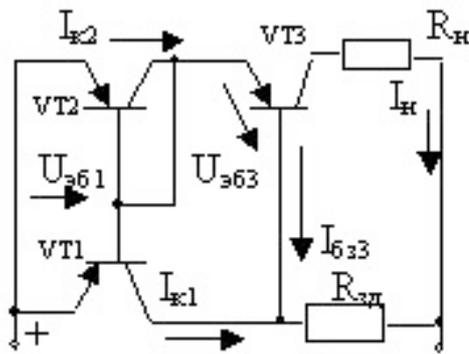


Рис. 8.16. Улучшенный вариант «токового зеркала»

Здесь выполняется соотношение: $I_H = I_{K2} + I_{B31} + I_{B32} - I_{B33}$. Если $R_{зд} \gg R_H$, а транзисторы работают в линейном режиме и $I_{B31} \ll I_{K1}$, то $I_{K2} = I_{K1}$, ток нагрузки I_H практически не зависит от сопротивления R_H .

«Токовое зеркало» – динамическая нагрузка ДУ. Рассмотрим схему дифференциального каскада, в которой вместо резисторов нагрузки включены транзисторы по схеме «токовое зеркало» (рис. 8.17). Такое включение называют динамической нагрузкой.

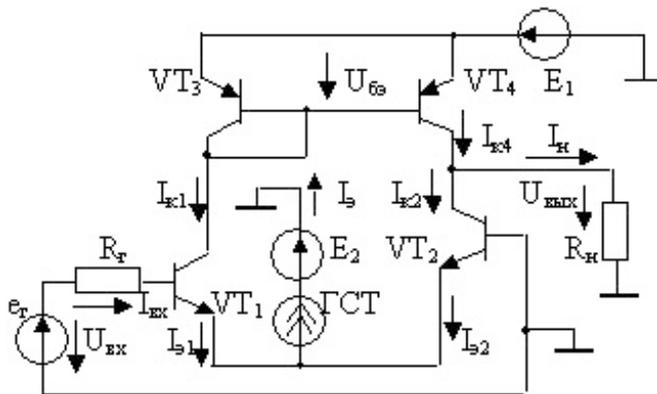


Рис. 8.17. Схема ДУ с динамической нагрузкой

По свойству «токового зеркала» при идентичности параметров транзисторов в схеме соблюдается равенство $I_{K1} = I_{K4}$. Ток в нагрузке (резисторе R_H) определяется соотношением $I_H = I_{K4} - I_{K2}$.

В режиме покоя ($e_G = 0$, $U_{BX} = 0$) для дифференциальной схемы справедливо следующее соотношение токов:

$$I_{K1} = I_{K4} = I_{K2} = I_{\mathcal{E}1} = I_{\mathcal{E}2} = I_{\mathcal{E}}/2.$$

Если на вход подаётся усиливаемый сигнал ($e_G \neq 0$), создающий ток I_{BX} в базовых цепях входных транзисторов, например, показанного на схеме направления, то в коллекторных токах появятся приращения: $I_{K1} = I_{\mathcal{E}}/2 + h_{21} I_{BX}$; $I_{K2} = I_{\mathcal{E}}/2 - h_{21} I_{BX}$.

Учитывая, что $I_{K1} = I_{K4}$, получим выражения для выходных величин:

$$I_H = I_{K4} - I_{K2} = 2 h_{21} I_{BX}; U_{ВЫХ} = 2 h_{21} I_{BX} R_H. \quad (8.17)$$

Если изменится полярность входного тока, изменится знак $U_{ВЫХ}$. Коэффициент усиления напряжения определится соотношением:

$$K_U = U_{ВЫХ} / e_{Г} = 2 h_{21} R_H / (R_{Г} + 2 h_{11}). \quad (8.18)$$

Выражение (8.18) показывает, что коэффициент усиления схемы K_U пропорционален сопротивлению резистора нагрузки R_H .

Составные транзисторы. В усилительных схемах, в том числе и дифференциальных, часто используются так называемые составные транзисторы, представляющие собой два или более транзистора, которые собраны в схему, имеющую три вывода и работающую как отдельный транзистор. Простейшие схемы составных транзисторов представлены на рис. 8.18.



Рис. 8.18. Схемы составных транзисторов

Схема рис. 8.18, *а* имеет следующие значения h -параметров: $h_{11} = h_{11Э1} + h_{11Э2}(1 + h_{21Э1})$; $h_{21} = h_{21Э1} + h_{21Э2}(1 + h_{21Э1})$; $h_{12} = h_{12Э1}$; $h_{22} = h_{22Э2}$. Схема имеет большое входное сопротивление и большой коэффициент усиления базового тока.

В схеме рис. 8.18, *б*, называемой каскодной, $h_{11} = h_{11Э1}$; $h_{12} = h_{12Э1}h_{12Э2}$; $h_{22} = h_{22Б2}$; $h_{21} = h_{21Э1}h_{21Б2} \approx h_{21Э1}$. Эта схема имеет $h_{12} \approx 0$, поэтому обладает улучшенными частотными свойствами и расширенной полосой пропускания.

9. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

9.1. Общие сведения

Операционный усилитель (ОУ) – это усилитель постоянного тока, имеющий большой коэффициент усиления в широком диапазоне частот (от 0 до десятков МГц), выполненный по интегральной технологии. ОУ позволяет реализовать усилительные устройства, приближающиеся по свойствам к идеальным усилителям, и поэтому относится к универсальным электронным схемам, на основе которых строят разнообразные функциональные узлы.

Из теории усилителей известно, что при достаточно большом собственном коэффициенте усиления усилительного элемента свойства усилительного каскада, охваченного цепями внешних обратных связей, определяются свойствами этих связей [21]. На основе ОУ выбором элементов цепей обратных связей можно обеспечить выполнение различных математических операций с аналоговыми сигналами: сложение, вычитание, интегрирование, дифференцирование, логарифмирование, усреднение и др.

Особенности схемотехники ОУ определяются тем, что в его схеме используются лучшие схемные решения усилительных устройств: на входе ОУ – дифференциальный усилительный каскад, используются динамические нагрузки, схемы источников тока, токовое зеркало, эмиттерные повторители на выходе (рис. 9.1).

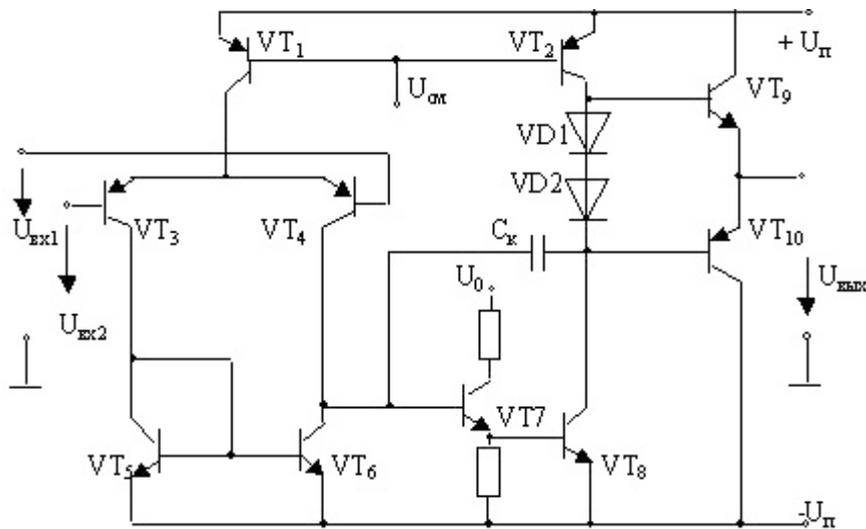


Рис. 9.1. Упрощенная структурная схема ОУ (пример)

В схемах ОУ изображают либо прямоугольником, либо треугольником с указанием входов и выхода, как показано на рис. 9.2.

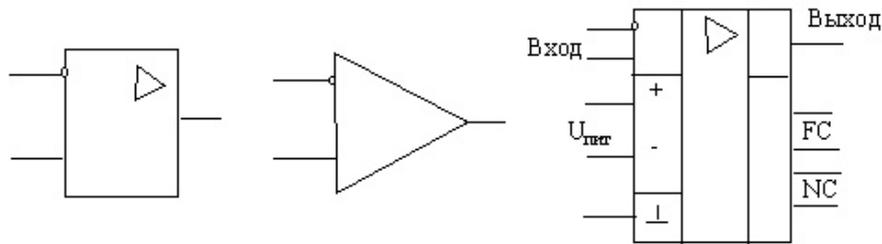


Рис. 9.2. Варианты условных графических изображений ОУ:
FC – выводы для частотной коррекции; NC – выводы для коррекции нуля

Характерной особенностью ОУ является то, что входные сигналы подаются относительно одной общей для входа и выхода точки (шины), которая непосредственно связана с общей точкой двух последовательно соединенных источников питания. Эта точка может не выводиться из корпуса микросхемы, а образована внешними цепями. ОУ имеет два входа, один из которых называется *инвертирующим*, а другой *неинвертирующим* (инвертирующий вход помечают кружком). Часто эти входы называют соответственно *инверсным* и *прямым*. Выводы для коррекции у современных ОУ могут отсутствовать.

9.2. Идеальный операционный усилитель

Основные принципы работы устройств, построенных на основе ОУ, базируются на понятии «идеальный ОУ», т.е. виртуальный ОУ, для которого приняты следующие допущения: собственный коэффициент усиления $K = \infty$, входное сопротивление $R_{BX} = \infty$, выходное сопротивление $R_{вых} = 0$, полоса пропускания $\Delta f = (0 - \infty)$ Гц, отсутствуют дрейф и шумы (при $U_{BX} = 0, U_{ВЫХ} = 0$) [6].

С учетом принятых допущений найдем основное уравнение для идеального ОУ. Для этого составим систему уравнений для схемы, показанной на рис. 9.3.

Примем разность потенциалов между входами равной нулю, тогда:

$$\begin{aligned} U_{BX1} - U_{BX2} - I_1 Z_1 &= 0; \\ U_{BX1} - U_{ВЫХ} - I_2 Z_2 - I_1 Z_1 &= 0; \\ I_1 &= (U_{BX1} - U_{ВЫХ}) / Z_1. \end{aligned}$$

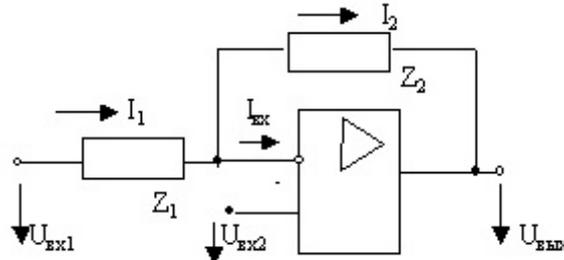


Рис. 9.3. Расчетная схема для идеального ОУ

Учитывая, что $I_1 = I_2$, получим:

$$U_{ВЫХ} = -U_{ВХ1} Z_2 / Z_1 + U_{ВХ2} (1 + Z_2 / Z_1). \quad (9.1)$$

Уравнение (9.1) позволяет получить соотношения между входными и выходным сигналами для частных случаев:

- а) $U_{ВХ1} = 0, U_{ВЫХ} = U_{ВХ2} (1 + Z_2 / Z_1)$ – неинвертирующее включение ОУ (рис. 9.4, а);
- б) $U_{ВХ2} = 0, U_{ВЫХ} = -U_{ВХ1} Z_2 / Z_1$ – инвертирующее включение ОУ (рис. 9.4, б);
- в) $Z_2 = 0, U_{ВЫХ} = U_{ВХ2}$ – ОУ включен по схеме повторителя напряжения (рис. 9.4, в).

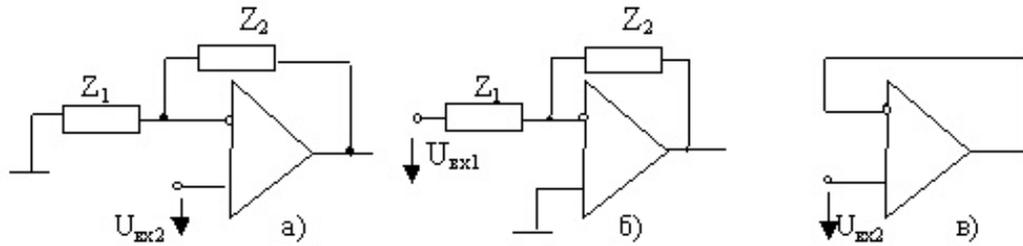


Рис. 9.4. Варианты включения ОУ:

- а – неинвертирующее включение; б – инвертирующее включение;
- в – повторитель напряжения

Выбирая различные виды входных элементов и обратных связей ОУ, можно строить различные функциональные узлы. Широко распространены сумматоры (вычитатели) аналоговых сигналов, интеграторы, дифференциаторы и др. Структурные схемы таких устройств показаны на рис. 9.5.

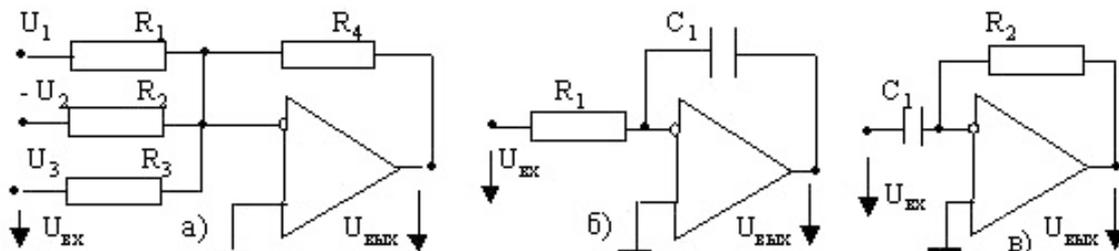


Рис. 9.5. Функциональные узлы, построенные на ОУ:

- а – сумматор (вычитатель) напряжений; б – интегратор входного напряжения;
- в – дифференциатор входного напряжения

Уравнения, связывающие входные и выходные напряжения для схем (рис. 9.5) имеют следующий вид:

Схема (а): $U_{ВЫХ} = -R_4 [(U_1 / R_1) - (U_2 / R_2) + (U_3 / R_3)].$

Схема (б): $U_{ВЫХ} = -1/T_{И} \int U_{ВХ} dt,$

где $T_{И}$ – постоянная времени интегрирования, $T_{И} = R_1 C_1.$

Схема (в): $U_{ВЫХ} = -T_{Д} dU_{ВХ} / dt,$

где $T_{Д}$ – постоянная времени дифференцирования, $T_{Д} = R_2 C_1.$

Уравнения, характеризующие свойства схем с ОУ, охваченными различного рода цепями обратных связей, имеют несложный вид только в том случае, если принимается предположение, что ОУ идеален.

В практических уточняющих расчетах схем с применением ОУ часто используют схемную модель ОУ (схему замещения), в которой можно учесть реальные входные и выходные сопротивления ОУ, влияние величины и несимметрии входных токов, напряжение смещения нуля. Один из простых вариантов схемы замещения ОУ [6] показан на рис. 9.6.

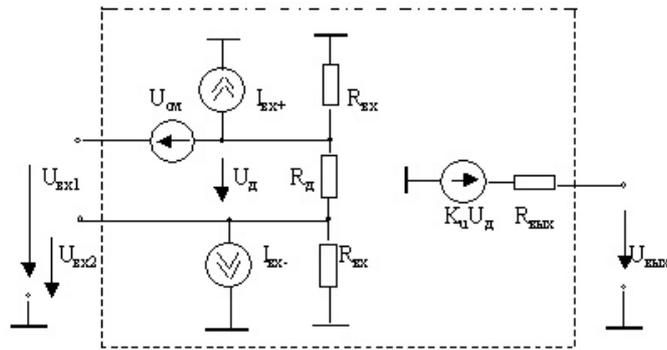


Рис. 9.6. Схема замещения ОУ для малых сигналов (вариант)

В схеме замещения обозначено: U_d – дифференциальное напряжение, которое усиливается в схеме, причем $U_d = U_{BX1} - U_{BX2} + U_{CM}$; R_d – дифференциальное входное сопротивление; K_u – собственный коэффициент усиления; U_{CM} – напряжение смещения входа. Наличие входных токов по каждому входу имитируется двумя источниками тока I_{BX-} , I_{BX+} .

9.3. Основные параметры и характеристики операционных усилителей

Реальный ОУ описывается большим числом параметров и характеристик, некоторые из которых являются входными, некоторые – выходными, другие характеризуют передачу сигнала операционным усилителем. Основные параметры и характеристики реального ОУ:

1. Напряжение смещения нуля U_{CM} – это напряжение на выходе ОУ при нулевом входном сигнале, деленное на коэффициент усиления:

$$U_{CM} = U_{ВЫХ} / K, \quad U_{ВХ} = 0.$$

2. Входные токи обусловлены конечным значением входных сопротивлений ОУ. Входные токи ОУ обеспечивают нормальную работу входного дифференциального каскада. Если этот каскад выполнен на полевых транзисторах, то входные токи столь малы, что сравнимы с токами различных утечек. Однако если источники входного сигнала, подключенные к входам ОУ, имеют разные внутренние сопротивления, то между входами образуется нежелательная разность потенциалов, которая после усиления появится на выходе. Поэтому резисторы, подключаемые к входам ОУ, следует по возможности выбирать с одинаковыми сопротивлениями.

3. Разность входных токов образуется по приведенным в п. 2 причинам и может иметь любой знак.

4. Входные сопротивления: дифференциальное и синфазное.

Дифференциальное входное сопротивление – это полное входное сопротивление со стороны любого входа при условии, что второй вход соединен с общим выводом схемы. Значение этого сопротивления – от десятков кОм до сотен мОм. Входное синфазное сопротивление характеризует изменение среднего входного тока при приложении к входам ОУ синфазного напряжения. Синфазное сопротивление на несколько порядков выше сопротивления для дифференциального сигнала.

5. Коэффициент ослабления синфазного сигнала – это отношение напряжения синфазного (поданного на оба входа одновременно) сигнала к дифференциальному входному на-

пряжению, которое обеспечило бы на выходе такой же сигнал, как и в случае подачи синфазного напряжения:

$$K_{ОЛСФ} = U_{ВХ СФ} / U_{ВХ ДИФ}, \text{ при } U_{ВЫХ СФ} = U_{ВЫХ ДИФ}.$$

Так как $U_{ВЫХ} = K (U_{ВХ ДИФ} + U_{ВХ СФ} / K_{ОЛСФ})$, то ясно, что $K_{ОЛСФ}$ характеризует диапазон синфазного напряжения, при котором работа ОУ не нарушается.

6. Температурные дрейфы: по напряжению – $U_{СМ} / ^\circ\text{C}$, по току – $I_{ВХ} / ^\circ\text{C}$ важны для особо точных (прецизионных) ОУ, оцениваются в мкВ/ $^\circ\text{C}$ и в нА/ $^\circ\text{C}$.

7. Напряжение шумов, приведенное к входу, – это действующее значение $U_{ВЫХ}$ при нулевом входном сигнале и нулевом внутреннем сопротивлении источника сигнала, деленное на коэффициент усиления ОУ: $U_{Ш ВХ} = U_{Ш ВЫХ} / K$.

Шумы оценивают в определенной полосе частот входного сигнала, поэтому размерность оценки шума имеет вид: нВ / $\sqrt{\Gamma\text{ц}}$. Иногда в технических данных ОУ приводят значение коэффициента шума в дБ, как отношение мощностей приведенного шума ОУ к мощности шума внутреннего сопротивления источника, с помощью которого измеряют шумовые характеристики.

8. Коэффициент влияния нестабильности источника питания – это отношение приведенного к входу изменения выходного напряжения ОУ к вызвавшему его изменению питающего напряжения:

$$K_{\delta} = \Delta U_{СМ} / \Delta U_{ПИТ}, \text{ мкВ/В.}$$

9. Выходное сопротивление – это измеренное со стороны выходного зажима ОУ активное сопротивление.

10. Выходное напряжение и выходной максимально допустимый ток – параметры, указывающиеся при определенной (допустимой) величине сопротивления нагрузки.

11. Коэффициент усиления по напряжению K_U .

12. Частота единичного усиления f_l – это частота входного сигнала, при которой модуль коэффициента усиления ОУ равен 1. Часто указывают граничную частоту, под ней подразумевается частота, до которой ОУ обеспечивает гарантируемое значение коэффициента усиления.

13. Допустимая скорость нарастания напряжения – это максимальная скорость изменения выходного напряжения при максимальном значении его амплитуды, В/мкс.

14. Время установления выходного сигнала – время, за которое выходной сигнал нарастает от 0,1 до 0,9 амплитудного значения.

15. Время восстановления – время возврата из режима насыщения.

16. Амплитудная характеристика представляет собой зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного сигнала. Согласно такому определению ОУ будет иметь две характеристики: для инвертирующего и неинвертирующего входов. Вид характеристик представлен на рис. 9.7.

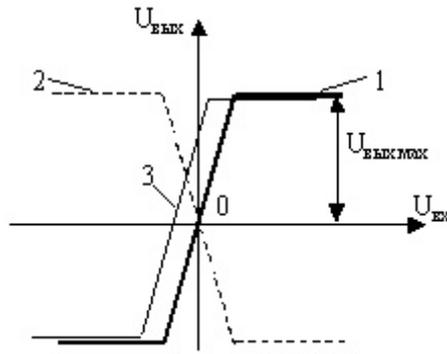


Рис. 9.7. Амплитудные характеристики ОУ:

1 – по неинвертирующему входу, 2 – по инвертирующему входу, 3 – по неинвертирующему входу при наличии смещения нуля

Следует учитывать, что масштабы напряжений имеют разные значения: по горизонтальной оси – милливольты, по вертикальной оси – вольты, а также то, что в ОУ максимальное $U_{ВЫХ}$ не может превышать напряжение источника питания.

17. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и фазо-частотная характеристика (ФЧХ). АЧХ показывает зависимость коэффициента усиления ОУ от частоты входного сигнала. ФЧХ показывает зависимость угла сдвига фаз входного и выходного сигналов от частоты входного сигнала. Наличие указанных характеристик обусловлено тем, что в схеме ОУ всегда имеются паразитные емкости и индуктивности, вносящие сдвиги фаз в сигналы в процессе их усиления. При этом с ростом частоты коэффициент усиления падает, а фазовый сдвиг увеличивается. Если фазовый сдвиг достигает значения 2π , то отрицательная обратная связь превращается в положительную, усилитель превращается в генератор беспорядочных колебаний (возбуждается), теряет устойчивость работы, а следовательно и усилительные свойства.

Примерный вид АЧХ и ФЧХ показан на рис. 9.8.

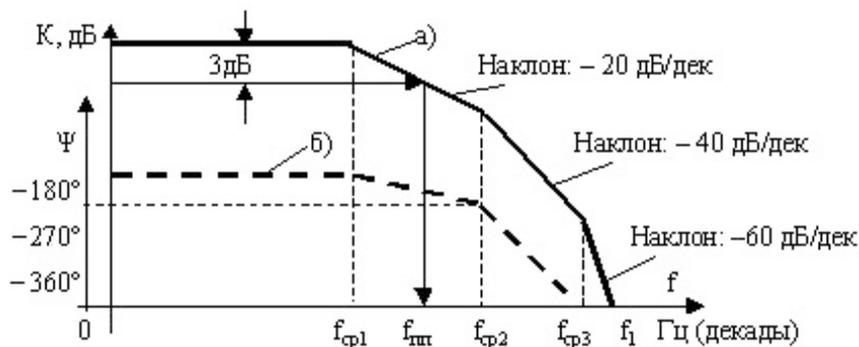


Рис. 9.8. Частотные характеристики ОУ:

а – АЧХ, б – ФЧХ

На рис. 9.8, а по вертикальной оси откладывается значение модуля коэффициента усиления ОУ (обычно в дБ), по горизонтальной оси отложены значения частот в логарифмическом масштабе.

Характерные точки АЧХ показывают диапазоны частот, в которых происходит изменение модуля коэффициента усиления: $f_{ср1}$, $f_{ср2}$, $f_{ср3}$ – частоты «среза» – частоты, при которых происходит заметное уменьшение коэффициента усиления; $f_{пол}$ – частота «полосы пропускания» – показывает диапазон частот, в котором модуль коэффициента усиления уменьшается от максимального значения не более, чем на 3 дБ; f_1 – частота «единичного усиления», при

которой входной сигнал уже не усиливается. На логарифмических АЧХ (ЛАЧХ) участки характеристики показывают отрезками прямых линий, имеющих наклон, соответствующий скорости изменения модуля коэффициента усиления ОУ при изменении частоты входного сигнала (рис. 9.8, а). Фазочастотная характеристика на рис. 9.8, б представлена для случая, когда входной сигнал подан на инвертирующий вход, поэтому начальное значение угла сдвига фаз $\Psi = -180^\circ$. По мере роста частоты модуль угла сдвига фаз увеличивается, при некоторой частоте достигается значение -360° , что приводит к потере устойчивости работы ОУ.

С целью недопущения таких режимов производят частотную коррекцию характеристик при изготовлении ОУ (внутренняя коррекция), либо делают специальные контактные выводы в микросхеме ОУ для подключения корректирующих конденсаторов (внешняя коррекция).

Коррекцией добиваются желательного изменения АЧХ и ФЧХ в заданном диапазоне частот усиливаемого сигнала. Особого внимания заслуживает случай, когда нагрузка ОУ носит емкостный характер, так как емкость вносит дополнительный сдвиг фаз в усилительный тракт, который может привести к самовозбуждению схемы. С целью предотвращения самовозбуждения в цепь отрицательной обратной связи ОУ обычно включают дополнительные конденсаторы для коррекции ФЧХ и АЧХ.

9.4. Обратные связи в усилительных устройствах

Обратной связью (ОС) называют процесс передачи выходного сигнала (целиком или его части) с выхода на вход усилительного устройства с целью коррекции характеристик и параметров этого устройства.

Обратная связь осуществляется с помощью электрических цепей (устройств), соединяющих вход и выход усилительного устройства. Часто эти цепи тоже называют обратной связью и говорят, что они «охватывают» усилитель или усилительное устройство. В общем случае ОС может охватывать один усилительный каскад или несколько каскадов, поэтому можно различать *общую* и *местную* ОС.

Сигнал ОС, получаемый с выхода устройства, может на входе либо суммироваться с основным усиливаемым сигналом, либо вычитаться из него. В первом случае обратную связь называют *положительной* (ПОС), во втором – *отрицательной* (ООС). В случае сигналов переменного тока ПОС будет осуществляться при совпадении фаз основного (входного) сигнала и сигнала ОС, а ООС – при разности этих фаз, равной 180° .

Основные соотношения для усилительного устройства, охваченного цепями обратной связи, можно получить из обобщённой структурной схемы усилительного устройства, состоящего из усилительного каскада, цепи обратной связи и сумматора сигналов на входе (рис. 9.9).

Система уравнений, характеризующих структурную схему, выглядит следующим образом:

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ} &= K U_C; \\ U_C &= U_{ВХ} + \beta U_{ВЫХ}, \end{aligned} \quad (9.2)$$

где K – собственный коэффициент передачи усилителя;

β – коэффициент передачи цепи (звена) ОС;

$U_{ВХ}$ – входной (основной) усиливаемый сигнал;

$U_{ВЫХ}$ – выходной сигнал усилительного устройства.

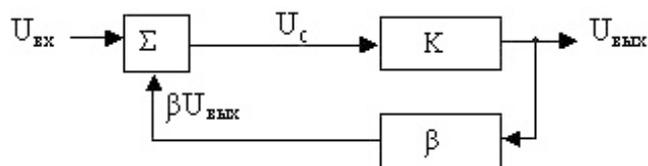


Рис. 9.9. Обобщённая структурная схема усилительного устройства с цепью обратной связи

Вычислим по общему правилу результирующий коэффициент передачи (усиления) схемы: $K_P = U_{ВЫХ} / U_{ВХ}$. С учётом уравнений (9.2) получим:

$$K_P = K / (1 - \beta K). \quad (9.3)$$

Полученное выражение позволяет сделать важные выводы о свойствах усилительного устройства, охваченного цепью ОС, а также выяснить степень влияния свойств звена ОС на общие свойства этого устройства.

В усилительных устройствах используют разнообразные виды обратных связей, различающихся по способам получения (формирования) сигнала ОС, по способам использования (введения) сигнала ОС на входе, по частотным свойствам и т.д. Основные названия видов ОС представлены на рис. 9.10.

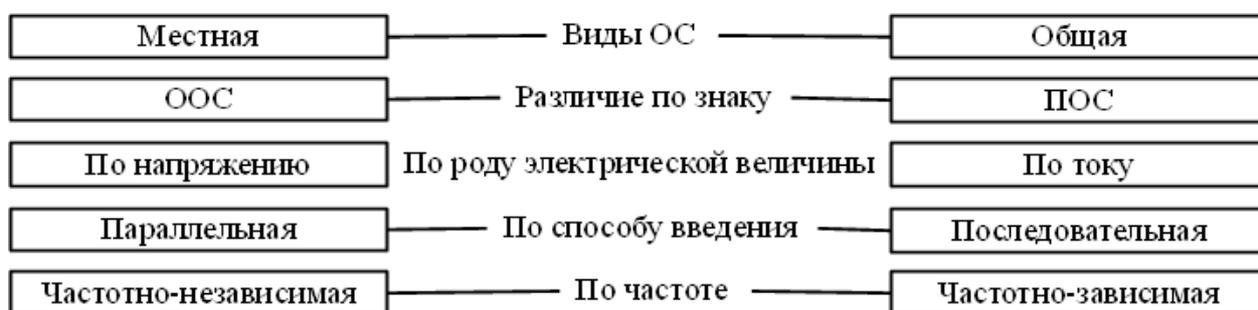


Рис. 9.10. Классификация типов обратной связи

Рассмотрим влияние обратных связей на общие свойства усилительного устройства, обобщенная схема которого изображена на рис. 9.9.

Анализ выражения (9.3) показывает, что величина результирующего коэффициента передачи схемы зависит от величины и знака коэффициента передачи звена ОС β , причём, если $\beta > 0$, а $\beta K < 1$, то $K_P > K$, т.е. коэффициент усиления схемы становится больше, чем собственный коэффициент усиления усилительного элемента (УЭ). Если $\beta < 0$, то $K_P < K$, т.е. коэффициент усиления схемы становится меньше, чем собственный коэффициент усиления УЭ.

Первый случай соответствует ПОС, второй – ООС. Если $\beta K = 1$, то теоретически результирующий коэффициент передачи увеличивается до бесконечно большой величины. На практике схема становится неработоспособной как усилитель и превращается в устройство, генерирующее (если не принять специальных мер) беспорядочные колебания выходного сигнала (говорят, что схема теряет устойчивость – «возбуждается»). Если предположить, что

собственный коэффициент усиительного звена достаточно большой, то из выражения (9.3) можно получить

$$K_p \approx -(1/\beta). \quad (9.4)$$

Полученное соотношение свидетельствует о том, что свойства усилителя с большим собственным коэффициентом усиления будут определяться свойствами звена обратной связи. Этот факт широко используется для построения разнообразных функциональных узлов и устройств на основе ОУ.

Влияние ОС на другие параметры усилительного устройства рассмотрим на примерах изменения входных и выходных сопротивлений устройств с введением цепей ОС. Отметим два важных свойства указанных параметров:

1. Входное сопротивление устройства, охваченного цепью ОС, зависит от способа введения сигнала ОС во входную цепь и не зависит от способа получения этого сигнала.

2. Выходное сопротивление усилителя, охваченного цепью ОС, зависит от способа получения сигнала ОС и не зависит от способа введения этого сигнала во входную цепь.

Методику определения входных и выходных сопротивлений для усилительного каскада, охваченного цепью ОС, рассмотрим на примере обобщённой структурной схемы усилителя напряжения, показанной на рис. 9.11.

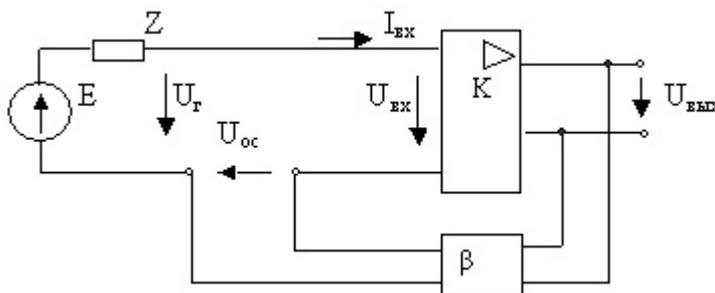


Рис. 9.11. Структурная схема усилительного устройства с ОС, введённой последовательно по напряжению

В схеме соблюдаются следующие очевидные соотношения:

$$U_{ВЫХ} = KU_{ВХ}; U_{ОС} = \beta U_{ВЫХ}; U_G = U_{ВХ} + U_{ОС}; U_{ВХ}/I_{ВХ} = Z_{ВХ0},$$

где $Z_{ВХ0}$ – собственное входное сопротивление усилителя, имеющего собственный коэффициент усиления K .

Определяя по общему правилу входное сопротивление всей схемы как $Z_{ВХ} = U_G / I_{ВХ}$, получим:

$$Z_{ВХ} = Z_{ВХ0}(1 + \beta K). \quad (9.5)$$

Соотношение (9.5) показывает, что при наличии ООС входное сопротивление схемы увеличивается. Если направление напряжения $U_{ОС}$ изменить на противоположное, получим положительную обратную связь. В этом случае

$$Z_{ПВХ} = Z_{ВХ0}(1 - \beta K). \quad (9.6)$$

Анализ показывает, что в этом случае входное сопротивление схемы может быть нулевым, отрицательным либо положительным, но меньше $Z_{ВХ0}$.

Используя для анализа выходных сопротивлений соотношения, аналогичные (9.5, 9.6), можно получить следующие результаты:

1. ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление схемы, а ПОС либо увеличивает его, либо делает отрицательным.

2. ООС по выходному току увеличивает выходное сопротивление схемы, ПОС может это сопротивление оставить неизменным, увеличить его или сделать отрицательным.

Подробный анализ действия цепей ОС в усилительных устройствах позволяет сделать следующие общие выводы [11]:

1. Введение цепей ОС изменяет основные параметры усилительного устройства как количественно, так и качественно.

2. Действие ООС и ПОС, как правило, противоположно.

3. Введение цепей ООС стабилизирует коэффициент усиления устройства, расширяет полосу пропускания, уменьшает частотные и фазовые искажения.

4. Введение цепей ПОС сужает полосу пропускания устройства, приводит к увеличению частотных и фазовых искажений, уменьшает устойчивость схемы к изменениям параметров и характеристик элементов схемы.

5. Параметры цепей (звеньев) ОС оказывают существенное влияние на параметры и характеристики всего усилительного устройства.

9.5. Примеры использования операционных усилителей и обратных связей в некоторых схемах

Конверторы сопротивлений. ОУ позволяют строить схемы, обладающие свойствами, нехарактерными для обычных элементов. Примерами могут служить так называемые конверторы и инверторы сопротивлений и проводимостей [6]. Эти схемы позволяют изменять масштаб сопротивлений, проводимостей, ёмкостей и индуктивностей, заменять индуктивные элементы ёмкостными, изменять знак сопротивлений с положительного на отрицательный, схемно получать отрицательные ёмкости и индуктивности. Понятия отрицательной ёмкости и индуктивности связаны с комплексным представлением соответствующих проводимостей. Положительная ёмкость имеет комплексную проводимость $Y_C = \omega C e^{j90^\circ}$, которая показывает, что ток в ёмкости опережает напряжение на 90° . В отрицательной ёмкости ток будет отставать от напряжения на 90° .

Известно, что в индуктивности (положительной) ток отстаёт от напряжения на 90° , а индуктивное сопротивление представляют комплексной величиной $Z_L = \omega L e^{j90^\circ}$.

Отрицательная индуктивность представляется комплексным сопротивлением, в котором ток опережает напряжение на 90° . Некоторые структурные схемы таких устройств [6] показаны на рис. 9.12.

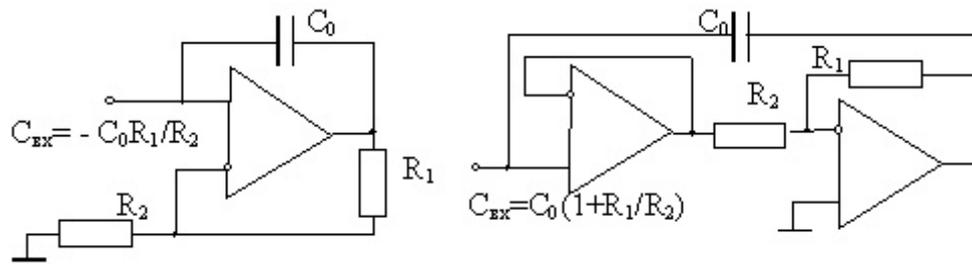


Рис. 9.12. Схемы конверторов емкостного сопротивления

Схемы сравнения на основе операционных усилителей. Большой собственный коэффициент усиления позволяет построить эффективные схемы сравнения двух напряжений, применяемые в различных устройствах автоматики [26]. На основе ОУ можно построить как однопороговые, так и гистерезисные схемы сравнения. Передаточные характеристики таких схем представлены на рис. 9.13 и 9.14.

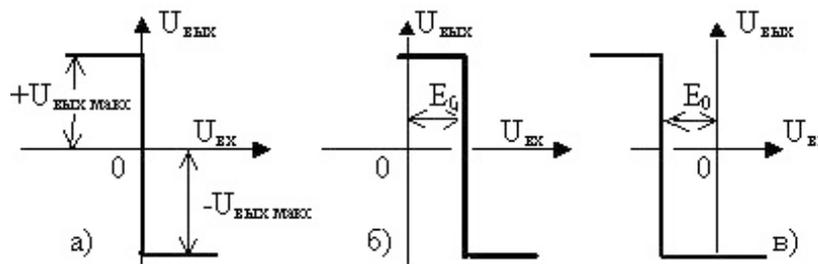


Рис. 9.13. Идеальные передаточные характеристики однопороговой схемы сравнения:

a – для идеального ОУ без внешнего смещения;
б – с положительным смещением, *в* – с отрицательным смещением

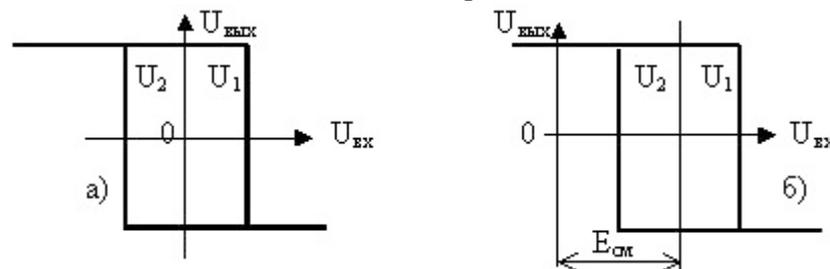


Рис. 9.14. Передаточные гистерезисные характеристики:

a – симметричная без смещения; *б* – со смещением

Передаточные характеристики, показанные на рис. 9.13 и 9.14, могут быть получены, если использовать ОУ без обратной связи или с положительной обратной связью. При этом ОУ по свойствам должен приближаться к идеальному: $K_{OY} \rightarrow \infty$, $R_{BX} \rightarrow \infty$, $R_{ВЫХ} \rightarrow 0$. Согласно основному уравнению для усилителя с обратной связью имеем:

$$K_{OC} = \frac{K_{OY}}{1 - b_{OC} \cdot K_{OY}}, \quad (9.7)$$

где b_{OC} – коэффициент обратной связи;

$K_{OУ}$ – собственный коэффициент усиления ОУ;

K_{OC} – коэффициент усиления схемы.

Если $b_{OC} = 0$ (отсутствует ОС), то $K_{OC} = K_{OУ}$, причем при достаточно большом значении $K_{OУ}$ напряжение на выходе ОУ появится при нулевом значении напряжения на его входах. Работа ОУ в таком режиме имеет только теоретическое значение. Для того чтобы построить схему сравнения, нужно использовать факт перехода ОУ из одного состояния в другое при разности напряжений на входах, близкой к нулю. Сравнимые напряжения подают на инвертирующий и неинвертирующий входы, а момент их равенства будет зафиксирован скачкообразным изменением напряжения на выходе. Структурные схемы, позволяющие осуществить сравнение одного напряжения с другим (в том числе и с нулем), показаны на рис. 9.15.

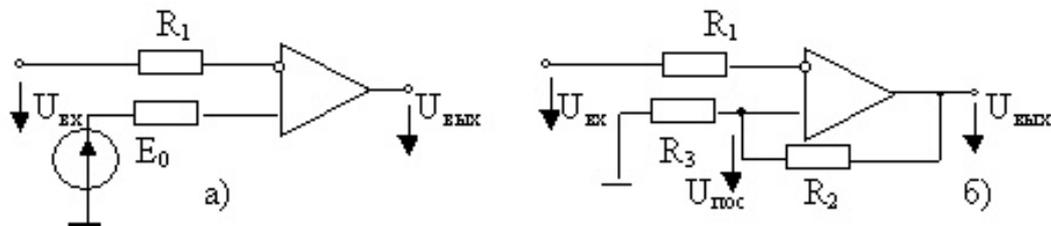


Рис. 9.15. Структурные схемы сравнения напряжений:

а – ОУ без цепи обратной связи с высоким $K_{OУ}$, *б* – ОУ с положительной ОС

В схеме на рис. 9.15, *а* входное напряжение $U_{ВХ}$ сравнивается с опорным напряжением E_0 . В схеме на рис. 9.15, *б* входное напряжение $U_{ВХ}$ сравнивается с напряжением $U_{ПРС}$, образованным из выходного напряжения резистивным делителем R_2R_3 .

Схема сравнения может быть построена на ОУ без обратной связи при подаче сравниваемых напряжений на один неинвертирующий вход, если одно из сравниваемых напряжений (или оба) имеют знакопеременный характер изменения. Схема такого устройства сравнения приведена на рис. 9.16.

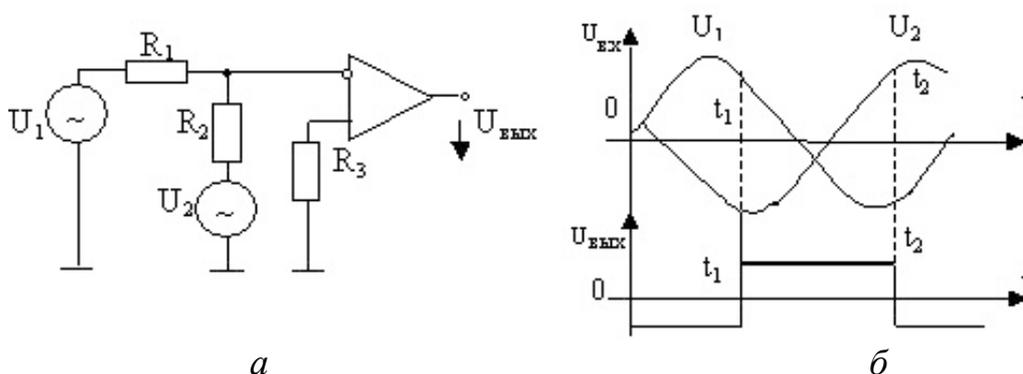


Рис. 9.16. Структурная схема сравнения знакопеременных напряжений (*а*) и временные диаграммы сигналов (*б*)

Переключение схемы будет происходить в моменты t_1 , t_2 , когда

$$\frac{U_1(t)}{R_1} = \frac{U_2(t)}{R_2}, \quad (9.8)$$

где $U_1(t), U_2(t)$ – текущие (мгновенные) значения сравниваемых напряжений.

Если выбрать $R_1=R_2$, переключение будет происходить в моменты равенства абсолютных значений противоположных по знаку напряжений (в предположении, что внутренние сопротивления источников напряжений одинаковы).

Если $b_{OC} \neq 0$ и имеет положительный знак, то согласно (9.7), коэффициент передачи схемы увеличивается, при этом гистерезисную характеристику (рис. 9.14) можно получить при $b_{OC} > 1/K_{OU}$.

В схеме (рис. 9.15, б) на инвертирующий вход подано изменяющееся по абсолютному значению и знаку напряжение U_{BX} , а цепь ПОС образована делителем R_2R_3 . На неинвертирующем входе будет образовано напряжение:

$$|U_{ПОС}| = |U_{ВЫХ МАХ}| \cdot \frac{R_3}{(R_2 + R_3)}. \quad (9.9)$$

Знак этого напряжения будет определяться знаком выходного напряжения ОУ, находящегося в состоянии положительного или отрицательного ограничения. Если, например, на выходе ОУ напряжение соответствует уровню положительного ограничения (на выходе присутствует положительное $U_{ВЫХ МАХ}$), подача отрицательного напряжения U_{BX} не будет изменять состояние схемы до тех пор, пока $|U_{BX}| < |U_{ПОС}|$. В момент, когда $|U_{BX}| = |U_{ПОС}|$ произойдет изменение выходного напряжения ОУ от $+U_{ВЫХ МАХ}$ до $-U_{ВЫХ МАХ}$, а на неинвертирующем входе установится напряжение:

$$U_{ПОС} = -U_{ВЫХ МАХ} \cdot \frac{R_3}{(R_2 + R_3)}. \quad (9.10)$$

Таким образом, устойчивые состояния при наличии ПОС в рассматриваемой схеме будут устанавливаться каждый раз после перехода входного напряжения через пороговые значения $U_{ПОС}$, определяемые выражениями (9.9), (9.10). Анализ работы схемы с идеальным ОУ и цепью ПОС показывает, что передаточная характеристика будет иметь вид, представленный на рис. 9.14, а, где U_1 и U_2 определяются по выражению (9.10).

Смещение характеристики по горизонтальной оси относительно начала координат можно осуществить подачей дополнительного напряжения смещения на тот или иной вход. Если напряжение смещения положительное, то подача его на неинвертирующий вход смещает характеристику вправо (рис. 9.14, б), а подача его на инвертирующий вход смещает характеристику влево. Смещение характеристики влево можно осуществить подачей отрицательного смещения на неинвертирующий вход.

Следует заметить, что подачу напряжения смещения нужно выполнять через резистор, сопротивление которого должно быть значительно больше сопротивлений, используемых для реализации характеристик. Структурные схемы, реализующие такие характеристики, показаны на рис. 9.17.

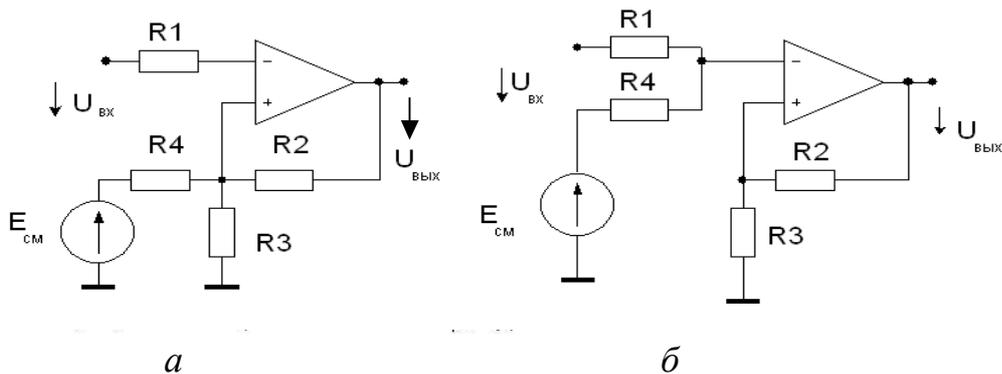


Рис. 9.17. Гистерезисные структурные схемы:

а – напряжение смещения подано на неинвертирующий вход;

б – напряжение смещения подано на инвертирующий вход

Аналоговый компаратор. Построение схем сравнения повышенной чувствительности на ОУ, как на дискретном элементе, встречает определенные трудности. Значительно лучшими характеристиками обладают интегральные схемы сравнения двух напряжений, называемые *аналоговыми компараторами*.

Компаратором принято называть интегральную схему, предназначенную для сравнения двух напряжений и выдачи результата сравнения в виде напряжения, соответствующего логическим уровням «0» или «1». Аналоговый компаратор служит связующим звеном между аналоговой и цифровой частями схемы.

В структурной схеме компаратора, помимо операционного усилителя, есть дополнительные элементы, обеспечивающие выполнение основной функции сравнения и функции преобразования уровня выходного напряжения в соответствии с результатом сравнения. Передаточные характеристики и упрощенная структурная схема компаратора [14] показаны ниже на рис. 9.18.

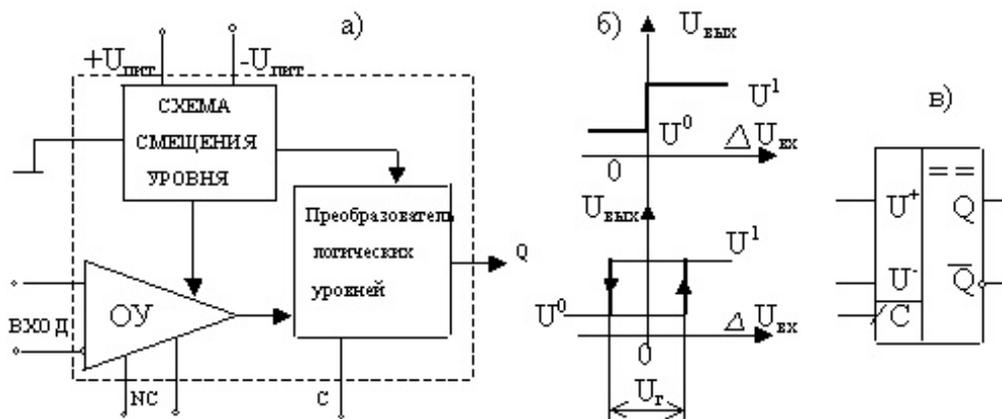


Рис. 9.18. Структурная схема (*а*), передаточные характеристики (*б*) и УГО (*в*) аналогового компаратора:

NC – выходы для коррекции нулевого уровня (балансировки); *C* – вход тактирования;

U^0, U^1 – логические уровни выходного сигнала; Q – обозначение выхода;

U^+, U^- – обозначения входных зажимов; U_G – ширина петли гистерезисной характеристики

Условия работы компаратора определяются следующим образом:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \begin{cases} U^1, \text{ при } U^+ > U^- \text{ или } \Delta U_{\text{ВХ}} > 0; \\ U^0, \text{ при } U^+ < U^- \text{ или } \Delta U_{\text{ВХ}} < 0. \end{cases}$$

Наличие гистерезиса в выходной характеристике компаратора обусловлено погрешностью сравнения уровней входных напряжений, а величина напряжения U_T характеризует его чувствительность и может составлять несколько мВ. Важнейшими параметрами компаратора являются:

- пороговая чувствительность – минимальный разностный сигнал, который способен идентифицировать компаратор;
- входные и выходные токи;
- коэффициент ослабления синфазного сигнала – отношение величины синфазного напряжения к дифференциальному сигналу, вызывающему срабатывание компаратора, (измеряется в дБ);
- быстродействие (время переключения), характеризуемое промежутком времени от момента подачи входного сигнала $\Delta U_{\text{ВХ}}$ до момента достижения выходным сигналом логического уровня U^0 или U^1 .

Современные аналоговые компараторы имеют время переключения несколько десятков нс при пороговой чувствительности около 0,25 мВ.

9.6. Области применения операционных усилителей в электронных схемах

Области использования ОУ весьма разнообразны. Приведенный ниже перечень устройств не охватывает все возможные случаи использования ОУ.

1. В линейных частотно-независимых и частотно-зависимых схемах:
 - а) инвертирующие и неинвертирующие масштабные усилители;
 - б) усилители с регулируемым усилением и повторители напряжения;
 - в) специальные дифференциальные и мостовые усилители;
 - г) стабилизаторы тока и напряжения;
 - д) усилители тока фотоэлементов и электрометрические усилители;
 - е) интеграторы, дифференциаторы, фазовращатели, активные фильтры;

2. Схемы с нелинейными и управляемыми обратными связями.

а) формирователи импульсов, ограничители, функциональные преобразователи;

б) прецизионные и фазочувствительные выпрямители, детекторы и компараторы;

в) логарифмические и антилогарифмические усилители;

г) аналоговые умножители и делители, широтно-импульсные модуляторы;

д) аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи (АЦП и ЦАП);

е) автогенераторы, мультивибраторы, генераторы синусоидальных колебаний;

ж) преобразователи напряжения в частоту и частоты в напряжение.

10. ГЕНЕРАТОРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ И ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ

10.1. Общие сведения

Генератор колебаний – это устройство, посредством которого энергия источника питания преобразуется в электрические колебания нужной формы, частоты и мощности.

Генераторы классифицируют по следующим признакам: частоте, форме колебаний, назначению, выходной мощности, типу активного элемента, виду цепей обратной связи.

По частоте различают инфранизкочастотные генераторы (частота генерации меньше 10 Гц), низкочастотные (от 10 Гц до 100 кГц), высокочастотные (от 100 кГц до 100 МГц), сверхвысокочастотные (выше 100 МГц). По форме колебаний различают генераторы гармонических и негармонических (импульсных) сигналов. По виду цепей обратной связи различают *LC*-, *RC*-, *RL*-генераторы. По используемым активным элементам генераторы подразделяют на транзисторные, ламповые, на операционных усилителях, динисторах и др. [12].

Генератор колебаний можно представить нелинейным устройством, обобщенная структурная схема которого имеет вид, показанный на рис. 10.1.

Схема содержит усилитель с коэффициентом усиления K , цепь отрицательной обратной связи с коэффициентом передачи m и цепь положительной обратной связи с коэффициентом передачи β . Различают два этапа после включения питания: этап возбуждения и этап стационарного режима. На первом этапе основную роль играет цепь положительной обратной связи (ПОС), которая обычно выполняется на пассивных элементах и имеет потери.

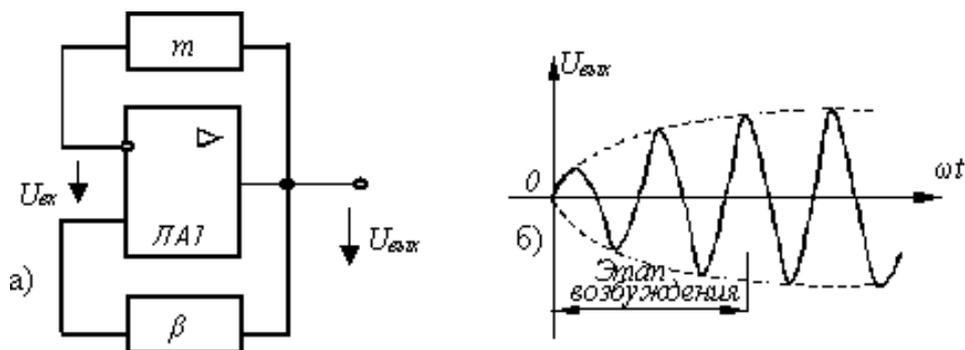


Рис. 10.1. Структурная схема генератора с внешней обратной связью (а) и процесс установления колебаний (б)

После подачи питания в схеме возникают колебания, обусловленные нестационарными (переходными) процессами – зарядом емкостей, нарастанием тока в индуктивностях, переходными процессами в транзисторах или операционных усилителях. Эти колебания появляются на входе в виде сигнала $U_{вх}$ и на выходе усилителя в виде сигнала $U_{вых} = KU_{вх}$. С выхода усилителя колебания через цепь ПОС поступают на вход усилителя, т.е.

$$U_{вх} = \beta U_{вых}.$$

Сравнение выражений для $U_{вых}$ приводит к равенству $U_{вых} = \beta KU_{вых}$, откуда следует, что для возбуждения колебаний должно соблюдаться условие

$$\beta K = 1. \quad (10.1)$$

Произведение βK называется *петлевым усилением* усилителя с обратной связью. Это условие распадается на два, которые называют *условиями баланса амплитуд и фаз*:

$$|K\beta| = 1; \quad (10.2)$$

$$\arg(K\beta) = \varphi_k + \varphi_c = 0, \quad (10.3)$$

где φ_k и φ_c – сдвиг по фазе, соответственно, для прямой и обратной передачи усиливаемого сигнала.

Условие (10.2) означает, что модуль коэффициента усиления усилителя должен быть равен модулю обратной величины коэффициента передачи звена ПОС, т.е. насколько сигнал ослабляется при передаче через цепь ПОС, настолько он должен быть усилен при прохождении через усилитель.

Если $K < \beta^{-1}$, то колебания в схеме генератора будут затухающими и наоборот. Цепь отрицательной обратной связи служит для точного выполнения условия баланса амплитуд.

Условие (10.3) называют условием баланса фаз. Оно означает, что полный фазовый сдвиг между колебаниями на входе и выходе в замкнутом контуре генератора должен быть равен $2\pi n$, где n – любое целое число. Если условие (10.3) соблюдается только на одной частоте, то (при выполнении условия баланса амплитуд) колебания будут гармоническими. Если условия баланса фаз выполняются для нескольких частот, колебания будут негармоническими.

10.2. Генераторы гармонических сигналов

Широкое распространение получили схемы генераторов, имеющих название трехточечных. Одна из них приведена на рис. 10.2.

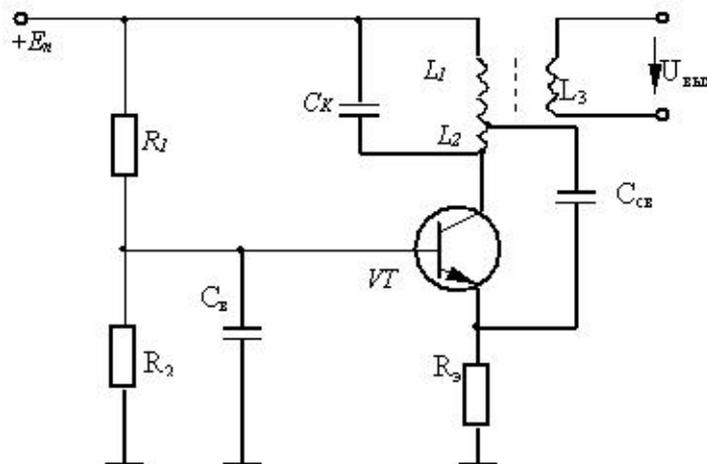


Рис. 10.2. Схема индуктивного трехточечного генератора на биполярном транзисторе

Колебания возникают в контуре C_k, L_1, L_2 , а часть напряжения через конденсатор связи $C_{св}$ подается во входную эмиттерную цепь транзистора, образуя положительную обратную связь.

Сопротивления R_1 и R_2 обеспечивают выбор рабочей точки транзистора по постоянному току. Выходное напряжение снимается с дополнительной индуктивной обмотки. Генераторы с LC -контурами используются в основном на высокой частоте. На низких частотах обычно используют генераторы с RC -цепями в звеньях ПОС. Часто используется цепь, называемая мостом Вина, схема которой изображена на рис. 10.3.

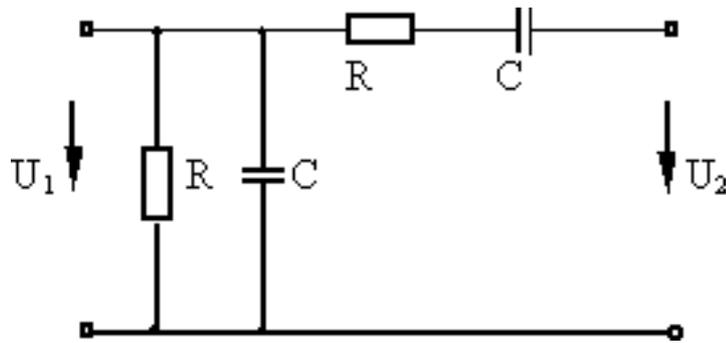


Рис. 10.3. Схема моста Вина

Мост Вина состоит из двух RC -звеньев: первое звено образовано последовательным соединением конденсатора и резистора и имеет сопротивление:

$$z_1 = R + \frac{1}{j\omega C}.$$

Второе звено образовано параллельным соединением таких же элементов и имеет сопротивление:

$$z_2 = \frac{R \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{1 + j\omega RC}.$$

Схема генератора гармонических колебаний с мостом Вина показана на рис. 10.4. Мост Вина образует цепь ПОС с коэффициентом передачи:

$$\theta = \frac{z_2}{z_1 + z_2} = \frac{1}{1 + \frac{(1 + j\omega RC)(1 + j\omega RC)}{j\omega RC}} = \frac{j\omega RC}{1 + 3j\omega RC - C^2 R^2 \omega^2}. \quad (10.4)$$

Если выполнить условие $1 - C^2 R^2 \omega^2 = 0$, т.е. $\omega = \frac{1}{CR}$, то фазовый сдвиг будет равен нулю, а модуль коэффициента обратной связи $\theta = \frac{1}{3}$. Частота генерации будет определяться выражением:

$$f = \frac{1}{2RC\pi}. \quad (10.5)$$

Стабилизацию амплитуды в таком генераторе обеспечивают с помощью нелинейной цепи отрицательной обратной связи R_1 , R_2 . В качестве нелинейного сопротивления можно использовать миниатюрную лампочку накаливания.

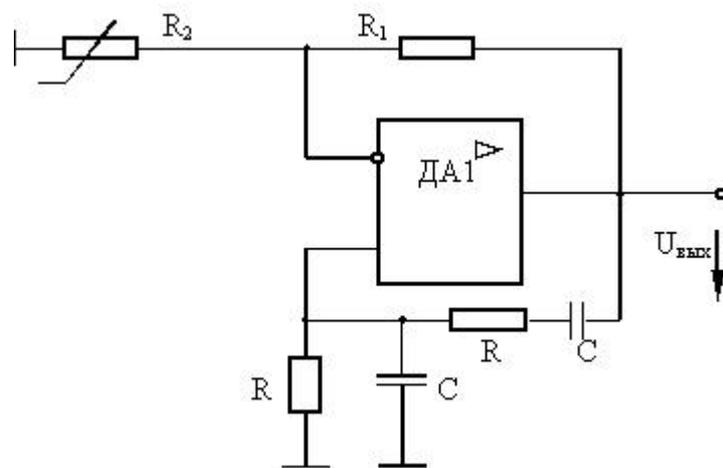


Рис. 10.4. Схема генератора с мостом Вина

При этом с увеличением выходного напряжения ток в цепи R_1 , R_2 увеличивается, что приводит к увеличению сопротивления нити лампы накаливания и возрастанию глубины отрицательной обратной связи:

$$m = R_2 / (R_1 + R_2). \quad (10.6)$$

Увеличение глубины отрицательной обратной связи приводит к замедлению увеличения выходного напряжения, в результате чего амплитуда выходного напряжения стабилизируется.

10.3. Кварцевые генераторы

В кварцевых генераторах в качестве элемента колебательного контура используется кристалл кварца (кварцевый резонатор), имеющий высокостабильную собственную резонансную частоту.

Схема замещения кварцевого резонатора представлена на рис. 10.5, а. Кварцевый генератор может быть построен по схеме, приведенной на рис. 10.5, б.

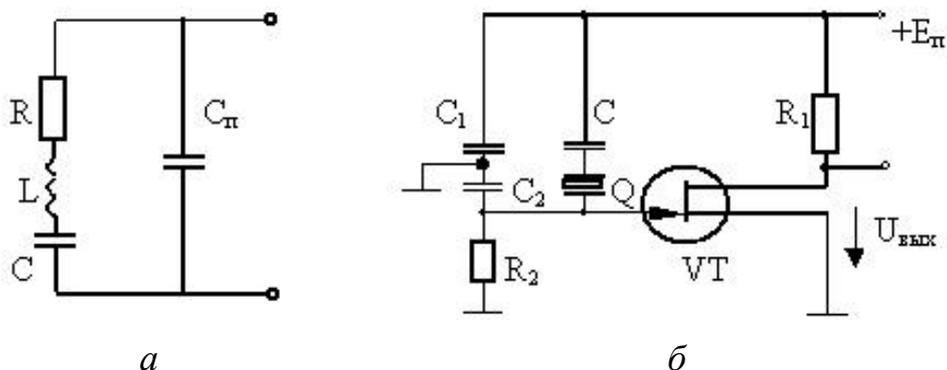


Рис. 10.5. Схема замещения кварца (а) и схема кварцевого генератора (б)

В схеме замещения кварцевого резонатора (рис. 10.5) L – эквивалентная индуктивность кварца, R – сопротивление потерь, C – последовательная емкость, C_n – параллельная емкость. В изображенном контуре (рис. 10.5, а) наблюдаются две резонансные частоты: резонанса токов и резонанса напряжений. Для кварца эти частоты практически совпадают, поэтому частотная характеристика кварцевого резонатора имеет резко выраженный максимум. В схеме кварцевого генератора (рис. 10.5, б) ПОС обеспечивается за счет того, что кварц вносит дополнительный фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями. Конденсаторы C_1 и C_2 включаются для улучшения условий возбуждения. Основное преимущество кварцевых генераторов – высокая стабильность частоты колебаний. Например, стабильность частоты RC -генераторов имеет величину около 0,1 %, LC -генераторов – около 0,01 %, а кварцевый генератор имеет стабильность $(10^{-4} - 10^{-5})$ % [14].

10.4. Генераторы колебаний прямоугольной формы (мультивибраторы)

Принцип получения сигналов с прямоугольной формой напряжения поясним на примере использования схемы $KP1006BII$, называемой интегральным таймером [6]. Таймерами называют устройства, предназначенные для получения точных интервалов времени или по-

следовательности импульсов со стабильными частотами. Упрощенная схема интегрального таймера изображена на рис. 10.6.

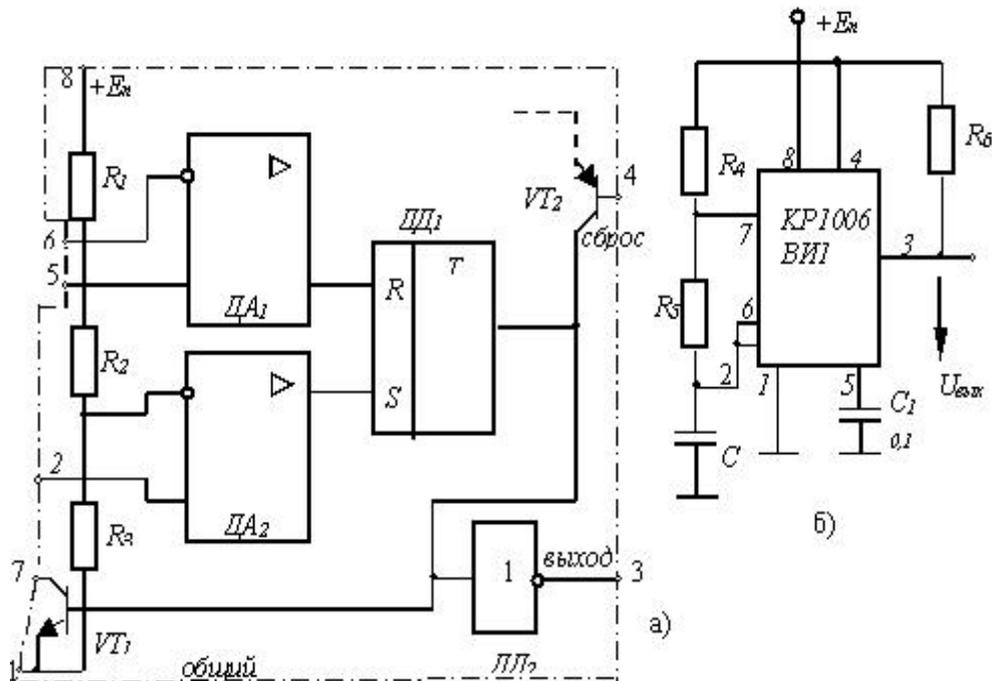


Рис. 10.6. Упрощенная схема таймера KP1006ВИ1 (а) и его включение мультивибратором (б)

Схема содержит делитель напряжения, составленный из одинаковых резисторов R_1, R_2, R_3 , два компаратора $ДА_1, ДА_2$, выполненные на основе схем операционных усилителей, RS -триггер DD_1 , инвертор DD_2 , разрядный ключ на транзисторе VT_1 , ключ сброса VT_2 (показан условно).

При подаче напряжения на таймер конденсатор C (рис. 10.6, б)

заряжается по цепи R_4, R_5, C до напряжения $U = \frac{2}{3} U_n$, при котором

срабатывает компаратор $ДА_1$. Компаратор $ДА_1$ устанавливает триггер DD_1 в такое положение, при котором на его выходе появляется сигнал, включающий ключ VT_1 . При этом обеспечивается создание цепи разряда конденсатора через резистор R_5 и транзистор VT_1 . При достижении напряжением на конденсаторе значения $1/3 E_n$ срабатывает компаратор $ДА_2$ и через вход S триггера DD_1 устанавливает триггер в исходное положение, при котором на его выходе образуется низкое напряжение, ключ VT_1 закрывается. Начинается заряд конденсатора до напряжения $2/3 U_n$. В схеме устанавливаются устойчивые колеба-

ния. На выходе инвертора DD_2 получим прямоугольные импульсы, амплитуда которых определяется напряжением питания.

Длительность стадий заряда T_1 и разряда T_2 конденсатора C можно определить как

$$\begin{aligned} T_1 &= 0,693(R_4 + R_5)C, \\ T_2 &= 0,693R_5C \end{aligned} \quad (10.7)$$

Частота генерируемых импульсов определяется выражением:

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} \approx \frac{1,443}{(2R_5 + R_4)C} \quad (10.8)$$

Скважность импульсов определяется формулой:

$$Q = R_5 / (R_4 + 2R_5). \quad (10.9)$$

При изменении емкости конденсатора от 0,001 до 100 мкФ и суммарного сопротивления $(R_4 + 2R_5)$ от 1 кОм до 10 мОм можно получить любые частоты в диапазоне от 0,1 Гц до 100 кГц [6].

Следует отметить, что на основе рассмотренной схемы таймера можно собрать различные устройства, такие как ждущий мультивибратор, делитель частоты, широтно-импульсный и фазо-импульсный модуляторы и другие.

Мультивибраторы на операционных усилителях и логических элементах. Генераторы прямоугольных импульсов с невысокими требованиями к стабильности могут быть выполнены на операционном усилителе. Примером может быть схема, показанная на рис. 10.7.

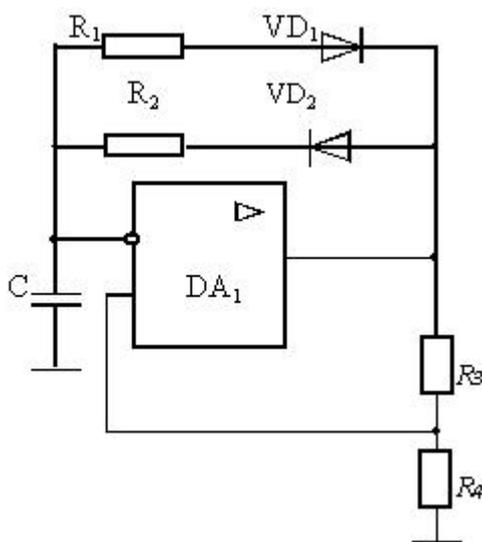


Рис. 10.7. Схема мультивибратора на операционном усилителе

Усилитель $ДА_1$ работает в режиме регенеративного компаратора, т.е. в режиме, при котором полярность и значение опорного напряжения изменяются в зависимости от полярности выходного сигнала. В схеме имеется положительная обратная связь, обеспечиваемая делителем R_3, R_4 , а выходное напряжение может принимать два устойчивых значения: $U_{вых. max}^+$ и $U_{вых. max}^-$.

Коэффициент передачи цепи ПОС:

$$\gamma = \frac{R_4}{R_3 + R_4}.$$

В зависимости от исходного состояния ОУ напряжение на неинвертирующем входе будет

$$U_1 = U_{вых. max}^- \gamma \quad (10.10)$$

или
$$U_2 = U_{вых. max}^+ \gamma.$$

Компаратор срабатывает в моменты, когда напряжение на конденсаторе достигает значения U_1 или U_2 .

Если на выходе ОУ было отрицательное напряжение, конденсатор разряжается по цепи: общий провод – резистор R_1 – диод VD_1 . Если на выходе ОУ было положительное напряжение, конденсатор перезаряжается по цепи R_2, VD_2 . Время заряда и разряда определяются приблизительно по следующим соотношениям:

$$T_1 = R_1 C \ln \frac{U_{вых. max}^+ + |U_{вых. max}^-| \gamma}{U_{вых. max}^+ (1 - \gamma)}, \quad (10.11)$$

$$T_2 = R_2 C \ln \frac{|U_{вых. max}^-| + U_{вых. max}^+ \gamma}{|U_{вых. max}^-| (1 - \gamma)}.$$

Частота колебаний определяется по формуле:

$$f = 1 / (T_1 + T_2). \quad (10.12)$$

Мультивибратор удовлетворительно работает в диапазоне частот от нескольких Гц до 100 кГц. Выбирая параметры R_1, R_2, C , можно менять не только частоту, но и скважность выходных импульсов.

Стабильность частоты колебаний генератора на основе ОУ может быть существенно повышена, если в качестве реактивного элемента использовать кварцевый резонатор. Схема такого генератора приведена на рис. 10.8.

Кварцевый резонатор включен в цепь ООС. Глубина ООС определяется соотношением:

$$M = R_2 / (R_2 + Z), \quad (10.13)$$

где Z – эквивалентное сопротивление параллельно соединенных резистора R_1 и кварцевого резонатора Q .

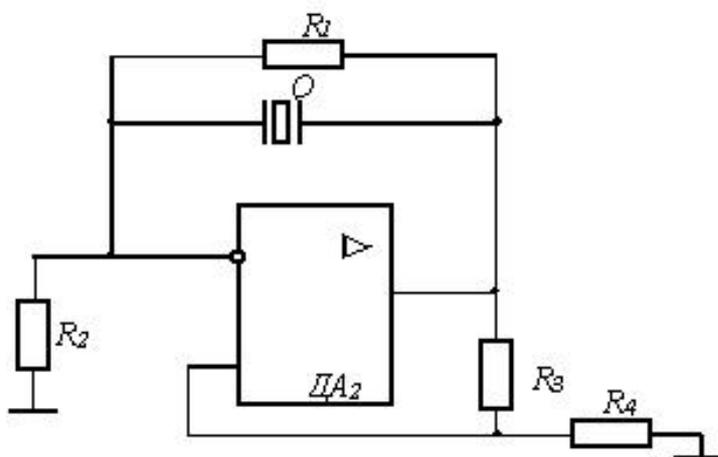


Рис. 10.8. Генератор колебаний на ОУ с кварцевым резонатором

Глубина ПОС определяется соотношением: $\gamma = R_4 / (R_3 + R_4)$.

На резонансной частоте полное сопротивление кварцевого резонатора, а следовательно и эквивалентного сопротивления Z , резко увеличивается, глубина ООС уменьшается. Если результирующее значение обратной связи окажется положительным и $K\gamma > 1$, то генератор возбуждается. Ограничение амплитуды осуществляется за счет свойств ОУ.

Мультивибраторы часто выполняют на логических элементах (рис. 10.9). Логические элементы (ЛЭ) схемно представляют собой усилители с большим коэффициентом усиления, у которых имеются два входных пороговых значения $U_{вх.пор}^0, U_{вх.пор}^1$. Следовательно, обеспечив положительную обратную связь, как на схеме рис. 10.7, при наличии реактивного элемента, можно получить процесс генерации колебаний подобно тому, как было рассмотрено ранее.

При этом можно использовать кварцевую стабилизацию частоты. Промышленность выпускает интегральные схемы мультивибраторов, с помощью которых можно получать колебания с частотой от долей Гц до 80 МГц [22].

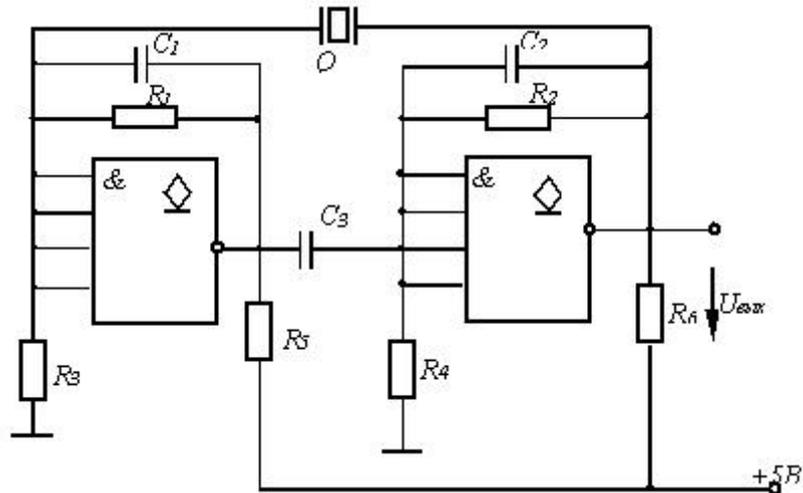


Рис. 10.9. Мультивибратор на логических элементах K155ЛА7

В схеме использован кварцевый резонатор для повышения стабильности частоты колебаний. ЛЭ выполняют функции усилителей. Усилители охвачены ООС, обеспечиваемой резисторами R_1 , R_2 и R_3 , R_4 . Конденсаторы C_1 и C_2 включены для устранения паразитного возбуждения. Конденсатор C_3 введен для развязки по постоянному току выхода микросхемы DD_1 от входа микросхемы DD_2 . Положительная обратная связь обеспечивается за счет фазового сдвига, осуществляемого кварцевым резонатором. Так как ЛЭ K155ЛА7 имеет открытый коллектор, то в цепях выходов имеются резисторы R_5 и R_6 . В зависимости от соотношения параметров колебания могут быть синусоидальными либо несинусоидальными. Стабильность частоты генерации при этом сохраняется.

10.5. Импульсные сигналы

Импульсный принцип построения систем занимает доминирующее положение по сравнению с аналоговым. В импульсных системах используются сигналы (напряжение, ток) импульсной формы. Наиболее распространены импульсы, близкие по форме к прямоугольной, пилообразной и экспоненциальной, они мо-

гут быть положительной, отрицательной или чередующейся полярности (рис. 10.10).

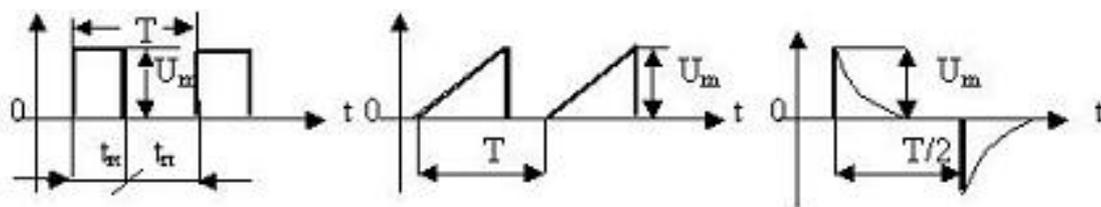


Рис. 10.10. Примеры электрических импульсов различной формы:
 U_m – амплитуда, T – период импульсной последовательности,
 $t_{и}$ – ширина (длительность) импульса,
 $t_{п}$ – длительность паузы

Импульсными называются устройства, предназначенные для генерирования, формирования, преобразования и передачи импульсных сигналов.

Параметры электрического импульса. *Электрическим импульсом* называют кратковременное скачкообразное изменение напряжения или силы тока. Все электрические импульсы принято разделять на видеоимпульсы и радиоимпульсы (рис. 10.11).

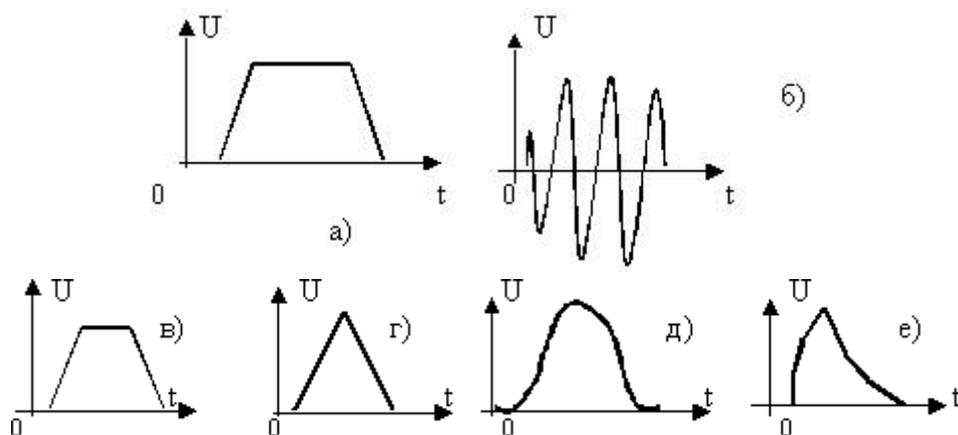


Рис. 10.11. Примеры видеоимпульсов (а, в – е) и радиоимпульса (б)

На рис. 10.11 представлены распространённые формы импульсов: трапецеидальная (а, в), треугольная (г), колоколообразная (д), пилообразная (е).

Однополярные электрические импульсы называют видеоимпульсами. Они не содержат высокочастотных колебаний. Электрические импульсы, представляющие собой ограниченные во времени

ВЧ или СВЧ электромагнитные колебания, огибающая которых имеет форму видеоимпульса, называют радиоимпульсами.

Принято различать следующие участки импульса: фронт, вершина, срез, основание. Срез называют иногда задним фронтом.

Основные параметры видеоимпульса (рис. 10.12):

- 1) высота импульса (амплитуда) – A ;
- 2) спад вершины импульса – ΔA ;
- 3) длительность импульса $t_{и}$, определяют на уровне $0,1A$;
- 4) время установления или нарастания фронта импульса (длительность фронта импульса) t_{ϕ} – время нарастания сигнала от уровня $0,1$ до уровня $0,9$ своего максимального значения;
- 5) длительность среза t_c определяется аналогично t_{ϕ} ;
- 6) длительность вершины импульса $t_{в}$ – на уровне $0,9A$;
- 7) активная длительность импульса $t_{иа}$ – на уровне $0,5A$.

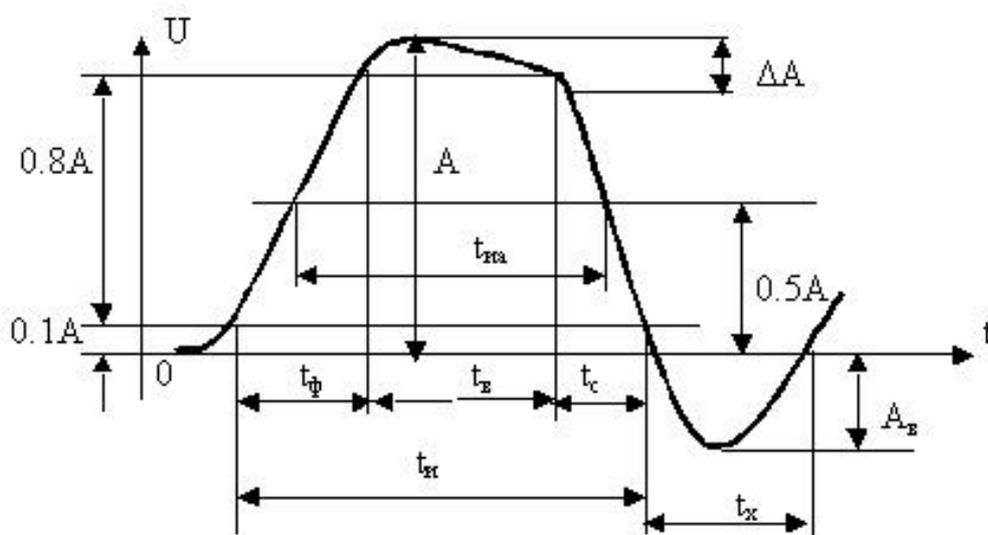


Рис. 10.12. Иллюстрация параметров видеоимпульса

Выброс, образующийся чаще всего после спада, называют хвостом импульса, который характеризуется длительностью t_x и амплитудой выброса $A_{в}$. В этом случае расчетная длительность среза t_c должна быть увеличена. Периодическую последовательность импульсов характеризуют следующими параметрами:

- 1) периодом повторения импульсов T ;
- 2) частотой повторения импульсов $f = 1/T$;
- 3) скважностью импульсов $Q = T/t_{и}$, $Q > 1$;
- 4) коэффициентом заполнения $K_3 = 1/Q = t_{и}/T$, $K_3 < 1$.

Устройства, в которых выполняются основные виды преобразований импульсных сигналов, разделяются на несколько видов:

а) электрические цепи, обеспечивающие неискаженную передачу импульсов – линии передачи, кабели, трансформаторы, линии задержки, усилители импульсов (видеоусилители);

б) устройства преобразования импульсов обеспечивают получение импульсов одной формы из импульсов другой формы или той же формы, но с другими параметрами:

– линейные преобразователи (интегрирующие и дифференцирующие устройства);

– нелинейные формирующие устройства (ограничители, компараторы, триггеры Шмитта, формирователи);

– преобразователи импульсов цифровых устройств, предназначенные для выполнения логических функций и преобразований одной последовательности импульсов в другую (логические элементы, триггеры, счетчики, регистры, комбинационные устройства);

в) импульсные генераторы (автогенераторы, мультивибраторы, одновибраторы, синхронизируемые генераторы, делители частоты).

Основу всех этих устройств составляют электронные ключи.

10.6. Электронные ключи

Ключи на биполярных транзисторах. Вся импульсная и цифровая техника базируется на работе транзистора в качестве *ключа* – устройства, коммутирующего электрическую цепь. Основой всех узлов и схем импульсной и цифровой техники является так называемая ключевая схема – каскад на транзисторе, работающем в ключевом режиме (рис. 10.13). Транзистор может включаться по схемам ОЭ, ОК, ОБ.

Режим запирающего (отсечки) осуществляется подачей на вход транзистора напряжения положительной полярности (согласно стрелке на рис. 10.13) $U_{вх} > 0$. Эмиттерный переход под действием этого напряжения запирается и его ток равен 0. Вместе с тем через резистор $R_б$ протекает обратный (тепловой) ток коллекторного перехода $I_{к0}$. Этому режиму на выходных характеристиках транзистора соответствует точка M_3 (рис. 10.13). Величину запирающего входного напряжения $U_{вх.зап}$ выбирают такой, чтобы при протекающем через $R_б$ тепловом токе выполнялось условие:

$$U_{бэ} = (U_{вх.зап} - I_{к0} R_б) > 0. \quad (10.14)$$

Режим открытого состояния транзистора достигается изменением полярности входного напряжения ($U_{вх} < 0$) и заданием соответствующего тока базы. С изменением полярности входного напряжения увеличению тока базы будет соответствовать увеличение тока коллектора, чему соответствует условное перемещение на характеристиках точки M из положения M_3 вверх по линии нагрузки, при этом $U_{кэ}$ уменьшается по модулю.

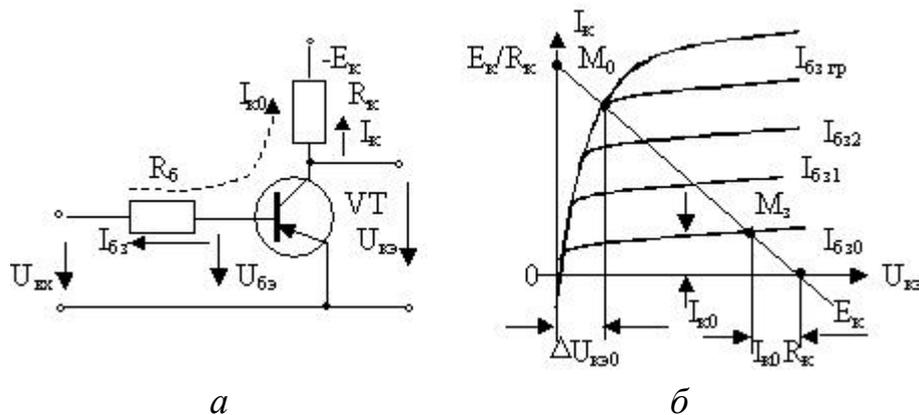


Рис. 10.13. Схема электронного ключа (а) и графическая иллюстрация его состояния (б)

До некоторого граничного значения тока базы $I_{бзгр}$ сохраняется известная зависимость между током коллектора $I_к$ и током базы $I_{бз}$:

$$I_к \approx \beta I_{бз},$$

где β – статический (усредненный) коэффициент передачи тока транзистора в схеме ОЭ.

При токе базы $I_{бзгр}$ будет «полное» открытие транзистора. При этом в точке M_0 : $I_к = (E_к - \Delta U_{кэ0}) / R_к$, где $\Delta U_{кэ0}$ – остаточное напряжение на транзисторе в открытом состоянии.

$\Delta U_{кэ0}$ является существенным параметром транзистора в импульсном режиме, причём оно должно быть минимальным. Обычно $\Delta U_{кэ0} = (0,5 - 1)$ В. Тогда граничное значение тока базы открытого транзистора:

$$I_{бз гр} = I_к / \beta \cong E_к / (R_к \cdot \beta). \quad (10.15)$$

При дальнейшем увеличении тока базы остаточное напряжение остается практически неизменным. Режим работы открытого транзи-

стора при $I_{бз} > I_{бз\text{ гр}}$ называют насыщенным, а отношение $S = I_{бз}/I_{бз\text{ гр}}$ – коэффициентом насыщения транзистора. С целью надежного обеспечения режима насыщения обычно выбирают $S = (1,5 - 3)$.

Процессы, протекающие в ключевой схеме, при условии, что входной импульс напряжения имеет идеальную прямоугольную форму, можно представить импульсными диаграммами сигналов, показанными на рис. 10.14.

На интервале $0 - t_1$ транзистор заперт напряжением $U_{вхз}$. Напряжение на транзисторе $U_{кэ} = -(E_k - I_{к60} \cdot R_k)$. При появлении импульса (момент t_1) ток I_k начинает нарастать, а напряжение $U_{кэ}$ – уменьшаться. Для упрощения можно считать, что изменения токов и напряжений происходят по экспоненциальному закону.

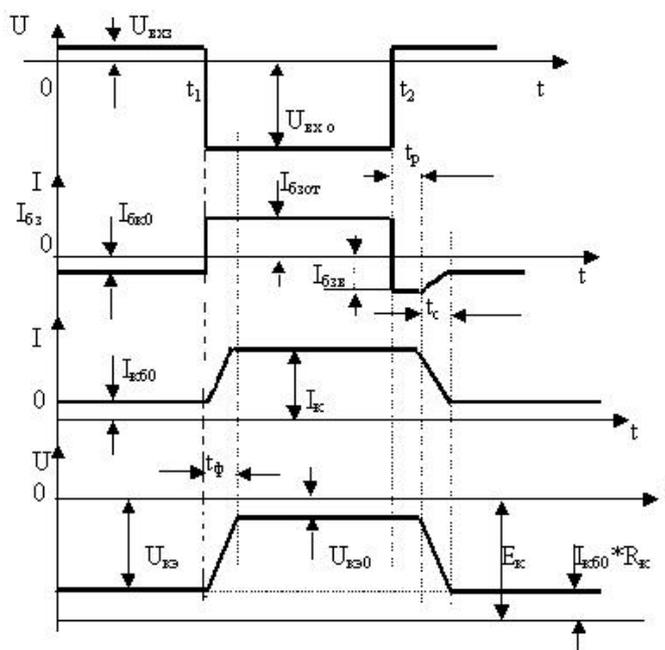


Рис. 10.14. Импульсные диаграммы сигналов транзисторного ключа

Инерционность процессов в области высоких частот можно учесть эквивалентной постоянной времени

$$T_v = T_1 + T_2,$$

где $T_1 = 1/2\pi F_{гр}$ – постоянная времени, характеризующая процессы в транзисторе, связанные с величиной граничной частоты $F_{гр}$;

T_2 – постоянная времени, зависящая от величины емкости коллекторного перехода и величины сопротивления коллекторной цепи в схеме ОЭ.

С некоторыми допущениями, полагая, что коллекторный ток возрастает по экспоненциальному закону, можно оценить длительность фронта импульса коллекторного тока:

$$t_{\phi} = T_{\text{в}} \ln[S / (S - 1)], \quad (10.16)$$

где $S = I_{\text{бзот}}/I_{\text{бз гр}}$ – коэффициент насыщения транзистора.

Из уравнения следует вывод, что длительность фронта импульса уменьшается с увеличением коэффициента насыщения. Происходит это потому, что в случае увеличения коэффициента S увеличивается базовый ток, заставляющий быстрее изменяться коллекторный ток. При $S = 1$ (это активный режим на грани насыщения) значение t_{ϕ} следует определять по другому выражению, определяя его относительно уровней 0,1 и 0,9 установившегося значения коллекторного тока: $t_{\phi} = T_{\text{в}} \ln(0,9/0,1) = 2,2 T_{\text{в}}$.

Процесс запираания транзистора начинается в момент t_2 , когда $U_{\text{вхо}}$ меняет знак. Однако ток коллектора и напряжение на открытом транзисторе некоторое время остаются неизменными, т.е. создается задержка в запираании транзистора. Происходит это из-за того, что необходимо какое-то время t_p ухода избыточных носителей заряда из базы (время рассасывания заряда). Рассасывание происходит по цепи коллектора (за счет ухода избыточных зарядов) и по цепи базы (за счет протекания обратного тока $I_{\text{бз0}}$, вызванного запирающим напряжением). Величина этого тока ограничивается сопротивлением R_6 входной цепи:

$$I_{\text{бз0}} = U_{\text{вхз}} / R_6.$$

Время, в течение которого происходит рассасывание избыточного заряда в базе, называется временем рассасывания t_p . Это время зависит от коэффициента насыщения S . Приблизительно его можно оценить по выражению $t_p = T_{\text{в}}/2 \cdot \ln S$. За ним следует интервал времени спада тока коллектора t_c (время заднего фронта, время среза):

$$t_c = T_{\text{в}} \ln[1 + (I_{\text{бз гр}} / I_{\text{бзв}})],$$

где $I_{\text{бзв}}$ – амплитуда импульса тока базы в момент переключения (рис. 10.14).

Длительности t_{ϕ} , t_p , t_c характеризуют быстродействие транзисторного ключа. Приведенные оценочные выражения показывают, что эти величины зависят от частотных свойств транзистора и параметров импульса базового тока. Порядок их величин составляет от долей единицы до единиц микросекунд.

Одним из способов повышения быстродействия транзисторных ключей является способ применения ненасыщенных ключей, в которых транзистор работает на границе активной области, например, ключ с транзистором Шоттки. Структурная схема такого ключа приведена на рис. 10.15, где обозначено: $VD_{Ш}$ – диод Шоттки, $VT_{Ш}$ – транзистор Шоттки.

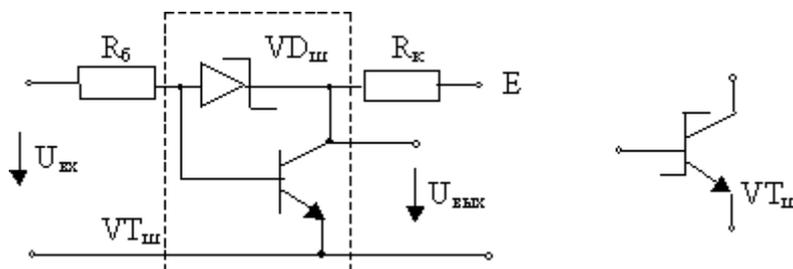


Рис. 10.15. Ключ с диодом Шоттки и УГО транзистора Шоттки

Особенность действия ключа состоит в следующем. До момента открывания диода процесс идет как обычно. В процессе открытия транзистора диод закрыт до момента, при котором вследствие уменьшения коллекторного напряжения напряжение на диоде не достигнет порогового значения. С момента открытия диода ток управления ключом замыкается на коллектор, что приводит к уменьшению тока базы в $(1 + h_{21})$ раз. В итоге избыточный заряд в базе станет намного меньше, чем в обычной схеме насыщенного ключа. Диоды Шоттки имеют малое собственное время восстановления (0,1 нс), низкое напряжение отпираия (0,25 В) и малое сопротивление в открытом состоянии (около 10 Ом).

Реальные ключи на биполярных транзисторах для обеспечения четкой работы в своем составе имеют обычно не менее двух транзисторов. Примеры схем таких ключей представлены на рис. 10.16.

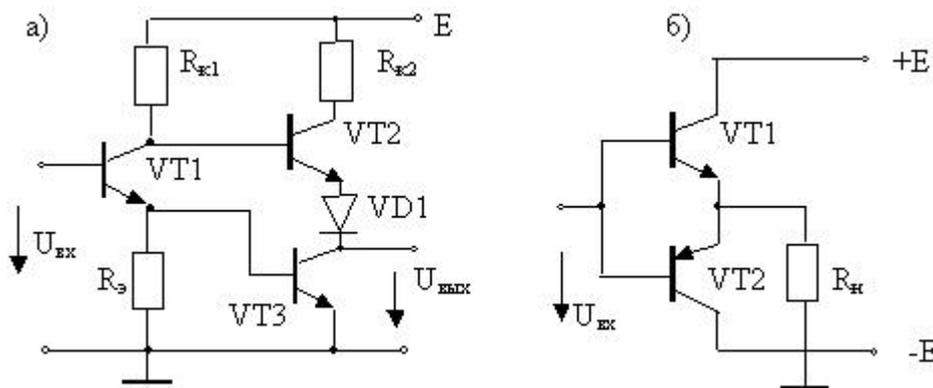


Рис. 10.16. Схемы ключей на биполярных транзисторах:

- a* – с управлением однополярным входным импульсом;
- б* – с управлением двухполярным входным импульсом

Ключевая схема, изображенная на рис. 10.16, *а*, служит простейшим выходным каскадом цифровых (логических) элементов на биполярных транзисторах (элементы серии ТТЛ).

В схеме ключа рис. 10.16, *а* при уровне входного сигнала $U_{вх} \leq U_{оп}$ на выходе устанавливается выходной сигнал $U_{1п} \leq U_{вых} < E$, где $U_{оп}$, $U_{1п}$ – пороговые значения соответственно низкого и высокого уровней входного сигнала. Транзисторы $VT1$, $VT3$ находятся в режиме отсечки, транзистор $VT2$ – в проводящем состоянии. При подаче на вход схемы $U_{вх} > U_{1п}$, транзистор $VT1$ открывается, транзистор $VT3$ переходит в режим насыщения, транзистор $VT2$ закрывается, на выходе устанавливается «нулевой» уровень выходного напряжения $U_{вых} \leq U_{оп}$. Диод $VD1$ в схеме рис. 10.16, *а* служит для обеспечения чёткого переключения транзистора $VT2$. Схема, изображенная на рис. 10.16, *б*, часто используется как выходной каскад в операционных усилителях.

Ключи на полевых транзисторах (ПТ). Ключи на полевых транзисторах имеют широкое применение в качестве коммутаторов аналоговых сигналов (для этого используются ПТ с управляющим $p - n$ -переходом или МОП-транзисторы с индуцированным каналом), а также для коммутации цифровых сигналов (только МОП транзисторы с индуцированным каналом). Примеры ключевых схем на полевых транзисторах разного типа представлены на рис. 10.17.

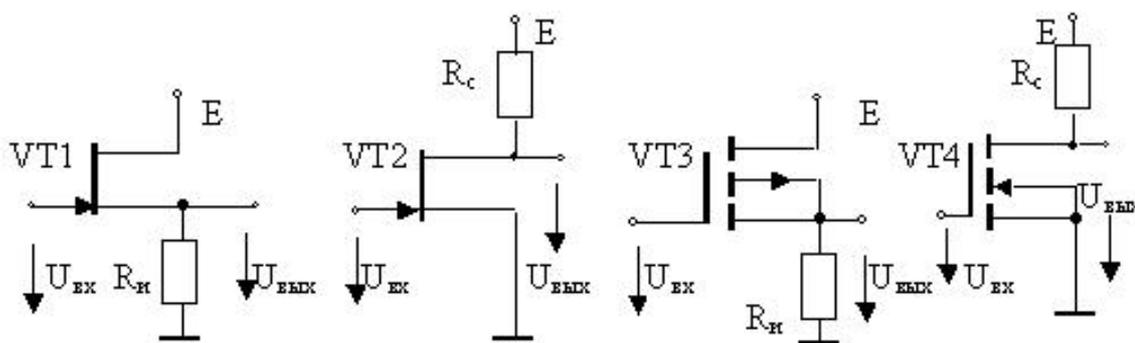


Рис. 10.17. Схемы ключей на полевых транзисторах

Основные достоинства ключей:

- малое остаточное напряжение в проводящем состоянии;
- высокое сопротивление в непроводящем состоянии;
- малая мощность управления; возможность коммутации электрических сигналов очень малого уровня.

Недостаток – сравнительно низкое быстродействие (по сравнению с ключами на биполярных транзисторах).

Для запираания ключей, выполненных на ПТ с управляющим $p-n$ -переходом, к затвору следует приложить запирающее напряжение $U_{\text{зап}}$, по модулю большее напряжения отсечки, но меньшее допустимых для переходов затвор – исток, затвор – сток:

$$U_{\text{зап}} \geq [U_{\text{зи отс}} + (1 \div 3) \text{ В}]; U_{\text{зап}} \leq (U_{\text{зс доп}}, U_{\text{зи доп}}).$$

МОП-транзисторы с индуцированным каналом закрыты до тех пор, пока $U_{\text{зи}}$ и $U_{\text{зс}}$ меньше эффективного порогового напряжения: $(U_{\text{зи}}, U_{\text{зс}}) < U_{\text{зи пор}}$.

Входное сопротивление (по цепи затвора) ключей на ПТ при малой частоте коммутации составляет $10^8 - 10^9$ Ом у ПТ с управляющим $p-n$ -переходом, $10^{12} - 10^{14}$ Ом – у МОП-транзисторов. На высоких частотах сказываются емкости между стоком, истоком и затвором $C_{\text{зс}}$, $C_{\text{зи}}$, поэтому сопротивление ключа уменьшается. У МОП-транзисторов подложку обычно подключают к источнику питания требуемой полярности [подложку « n » – к $(+E)$, подложку « p » – к $(-E)$].

В цифровых устройствах важно иметь стабильные уровни выходных напряжений. Для этого широко применяют ключи на комплементарных транзисторах – КМОП-ключи (рис. 10.18). Комплементарные транзисторы – это транзисторы, обладающие идентичными параметрами, но имеющие разный тип проводимости.

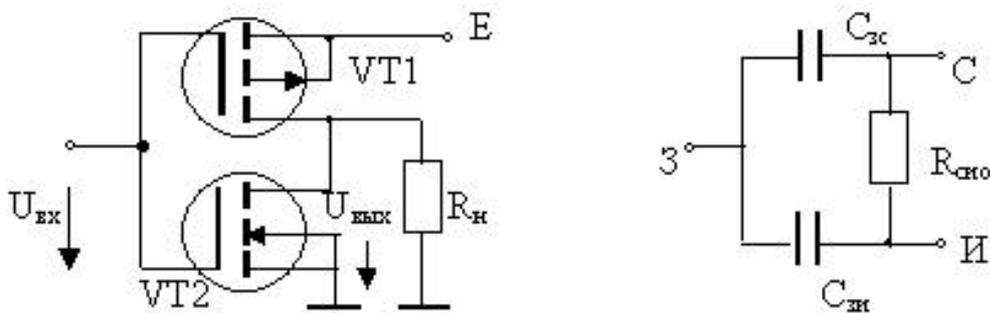


Рис. 10.18. Схема КМОП-ключа и схема замещения открытого МОП-транзистора: $R_{\text{н}}$ – сопротивление нагрузки; $R_{\text{сно}}$ – сопротивление сток – исток

КМОП-ключ работает следующим образом.

Если подано $(-U_{\text{вх}})$, открыт $VT1$ и резистор $R_{\text{н}}$ подключен к источнику питания. Если подано $(+U_{\text{вх}})$, открыт $VT2$ и вывод выходной цепи подключен к общей шине. При этом ток от источника сигнала не потребляется, т.е. в первом случае на резисторе $R_{\text{н}}$ устанавливается $+E$, во втором – нуль. На основе таких ключей созданы разнообразные микросхемы КМОП серий.

Эквивалентные схемы МОП-транзистора в открытом и закрытом состоянии существенно различаются, так как сопротивление сток – исток в открытом состоянии $R_{\text{сио}}$ на несколько порядков меньше, чем сопротивление $R_{\text{сиз}}$ в закрытом состоянии (рис. 10.19).

Ключи на МОП-транзисторах удобны тем, что могут пропускать ток в обоих направлениях, а цепь управления изолирована от коммутируемой цепи. Сопротивление канала открытого (находящегося в проводящем состоянии) ключа на МОП-транзисторе составляет (10 – 100) Ом, а быстродействие может достигать (3 – 5) нс [2].

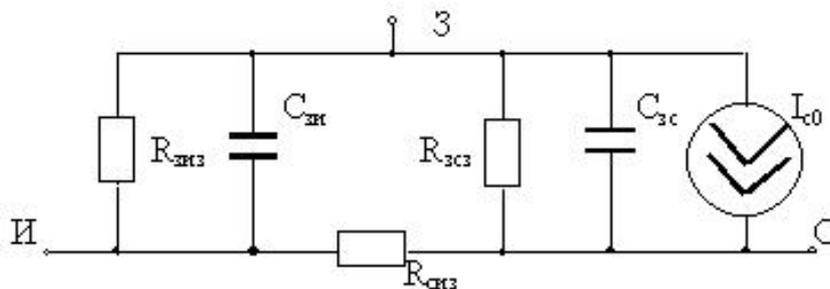


Рис. 10.19. Эквивалентная схема МОП-транзистора в закрытом состоянии

Чаще всего для построения ключей в интегральном исполнении используют КМОП-транзисторы. Это даёт возможность получить постоянное по величине сопротивление ключа в открытом состоянии, не зависящее от величины и направления протекающего тока. Интегральное исполнение ключей позволяет в составе микросхемы сформировать элементы, необходимые для выдачи сигналов управления внешними нормированными сигналами логических элементов цифровых схем.

Сопротивление открытого КМОП-ключа существенно зависит от температуры: оно увеличивается на (2 – 5) % на каждые 10 °С. В закрытом состоянии через КМОП-ключ течёт обратный ток закрытого $p-n$ -перехода [(0,1 – 10) нА при комнатной температуре], причём он увеличивается приблизительно в два раза на каждые 10 °С.

Ключи на полевых транзисторах находят широкое применение не только как самостоятельные электронные элементы, но и как составная часть многих сложных электронных узлов. К таким узлам можно отнести аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, запоминающие устройства и многие другие устройства аналоговой и цифровой техники.

10.7. Использование МОП-ключей в электронных устройствах с переключаемыми конденсаторами

Как известно, основными компонентами интегральных схем (ИС) являются резисторы, конденсаторы и транзисторы (биполярные или (и) полевые), выполняющие функции усилительных и ключевых элементов.

В современной электронике наблюдается устойчивая тенденция вытеснения МОП-транзисторами других типов транзисторов практически во всех категориях ИС, кроме некоторых разновидностей прецизионных и высокочастотных аналоговых ИС. Это объясняется следующими основными преимуществами МОП-технологии ИС по сравнению с биполярными технологиями:

- существенно более высокой плотностью упаковки транзисторов на кристалле;
- простотой схемотехники и технологии изготовления МОП-ИС;
- на несколько порядков меньшей потребляемой мощностью при одинаковой функциональной сложности;
- на несколько порядков большим входным импедансом функциональных узлов ИС (что существенно упрощает сопряжение ИС между собой и управление их режимами и параметрами).

Кроме вышеперечисленных, важным преимуществом МОП-технологии ИС является простота реализации конденсаторов, функции которых при этом выполняют емкости затвор – канал МОП-транзисторов.

С другой стороны, при производстве МОП-ИС (как и биполярных) определенную сложность представляет изготовление резисторов в интегральном исполнении, а также обеспечение приемлемой точности изготовления таких резисторов и стабильности их характеристик во времени и при изменении температуры. В частности, типовая погрешность номинала резистора, изготовленного методом ионной имплантации, составляет порядка нескольких десятых процента, а его температурный коэффициент – несколько сотых долей процента на градус, в то время как аналогичные параметры для МОП-конденсатора примерно на порядок меньше [3].

В качестве радикального решения вышеуказанной проблемы было предложено реализовывать функции резисторов в МОП-ИС посредством переключаемых конденсаторов (ПК), состоящих из МОП-конденсаторов, коммутируемых ключами на МОП-транзисторах. ПК

при этом или выступают в качестве цепей прямой имитации резисторов, или (преимущественно в аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователях) служат для косвенной (функциональной) замены резисторов в кодоуправляемых источниках напряжения, а также в интеграторах [3, 10]. При этом для цепей прямой имитации резисторов посредством ПК характерно постоянное переключение конденсаторов в процессе работы, а для ПК, служащих для функциональной замены резисторов – периодическое выполнение некоторого рабочего цикла, состоящего из нескольких тактов коммутации, обычно с восстановлением начальных значений зарядов на конденсаторах перед каждым рабочим циклом.

С точки зрения теории цепей электронные устройства с переключаемыми конденсаторами (ЭУПК) относятся к дискретным системам с непрерывными (аналоговыми) входными сигналами, так как изменение во времени их выходных сигналов носит дискретный характер. Это означает, что информативными являются значения указанных сигналов только в некоторые моменты времени, соответствующие окончанию очередной фазы коммутации. Поэтому рассмотрение и анализ ЭУПК должно осуществляться с учетом дискретного характера их сигналов.

Необходимо также отметить, что корректное функционирование ЭУПК, как и других типов дискретных систем с непрерывными входными сигналами, возможно только при периоде дискретизации (применительно к ЭУПК – длительности фазы коммутации), намного меньшем периода наиболее высокочастотной из спектральных компонент входного сигнала.

Технология ПК позволяет:

- строить аналоговые и аналого-цифровые ИС на основе только МОП-транзисторов (однотипных элементов), выступающих как в качестве усилительных и ключевых элементов, так и конденсаторов (роль которых при этом играет емкость между затвором и каналом МОП-транзисторов) и элементов цепей имитации или функциональной замены резисторов;

- обеспечивать повышенную точность реализации резисторов и стабильность их сопротивления по сравнению с «классическими» методами их изготовления (например, ионной имплантацией), что обусловлено значительно более высокой точностью и стабильностью емкости МОП-конденсаторов и, тем более, периода коммутации ПК

по сравнению с аналогичными параметрами резисторов в интегральном исполнении, изготовленных «классическими» методами [3];

– достаточно просто реализовывать аналоговые устройства с цифровым управлением параметрами (например, фильтры с управляемой частотой среза).

Естественно, технология ПК не свободна от недостатков, основными из которых являются [3, 10]:

– существенные погрешности имитации или функциональной замены резисторов на частотах, превышающих 10 – 20 % частоты коммутации;

– характерный для всех дискретных систем эффект наложения спектров (элайзинга), заключающийся в искажении спектра выходного сигнала ЭУПК при наличии во входном сигнале составляющих с частотами выше половины частоты коммутации;

– наличие на выходе ЭУПК наводок, обусловленных процессами коммутации; частота данных наводок совпадает с частотой коммутации, а амплитуда обычно составляет порядка единиц – десятков милливольт.

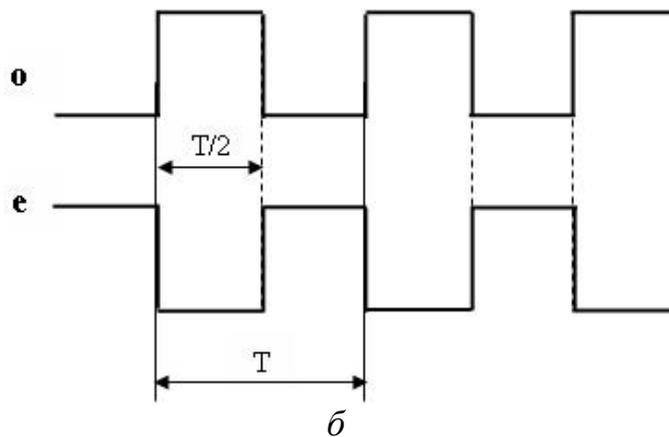
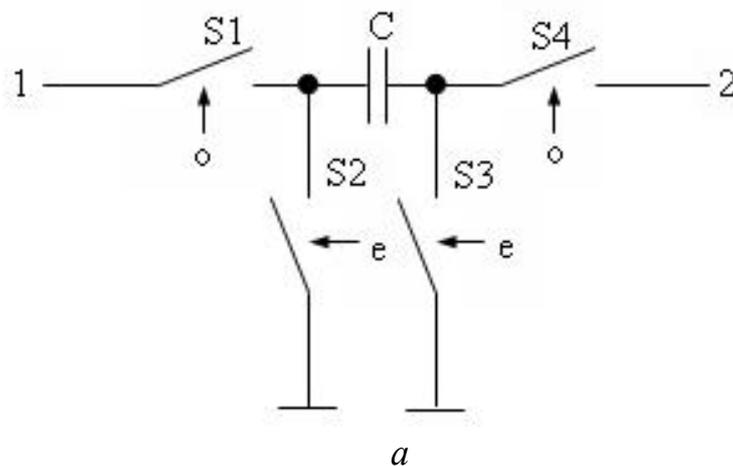
Однако ввиду того, что на практике частота коммутации на несколько порядков превышает верхнюю граничную частоту информативного входного и выходного сигнала ЭУПК, влияние перечисленных недостатков на функционирование ЭУПК достаточно легко сводится к минимуму. Эффекты, обусловленные первыми двумя из них, устраняются включением на входе ЭУПК ФНЧ (фильтра низкой частоты) с частотой среза, намного меньшей частоты коммутации, а наводки на выходе ЭУПК – включением на нем аналогичного ФНЧ. Обычно указанные ФНЧ или компоненты для их реализации входят в состав ИС на ПК.

Вышесказанное, в целом, обуславливает весьма широкое применение технологии ПК в современных аналоговых и аналого-цифровых ИС.

Рассмотрим общие принципы реализации ЭУПК, основанных как на прямой имитации, так и на косвенной замене резисторов.

ЭУПК на основе прямой имитации резисторов. Физический принцип прямой имитации резисторов посредством коммутации конденсаторов может быть пояснен на примере ПК, функциональная схема которого представлена на рис. 10.20, а, а временные диаграммы сигналов управления его ключами показаны на рис. 10.20, б. Буквами

e и o обозначены сигналы управления ключами, активные в течение четной и нечетной фаз коммутации, от английских слов «even» – четный и «odd» – нечетный. Длительности четной и нечетной фаз коммутации ПК всегда равны между собой, а управляющие сигналы четной и нечетной фаз взаимно инверсны.



T – период коммутации

Рис. 10.20. Пример цепи прямой имитации резистора на ПК (*a*) и временные диаграммы сигналов управления ее ключами (*б*)

В течение нечетных фаз коммутации, т.е. при замыкании ключей $S1$ и $S4$, конденсатор заряжается напряжением, приложенным между точками 1 и 2. При размыкании ключей $S1$ и $S4$ и замыкании управляемой в противофазе с ними пары ключей $S2$ и $S3$ (в течение четных фаз) конденсатор разряжается. Период циклов его заряда и разряда совпадает с периодом сигналов управления ключами, а длительности данных циклов равны половине периода указанных сигналов.

С физической точки зрения, принцип имитации резистора посредством ПК можно пояснить следующим образом. Как известно, конденсатор проводит электрический ток только в процессе заряда/разряда. Поэтому ПК, функционирующий в режиме периодического заряда с последующим разрядом можно рассматривать как структуру, способную проводить ток любой частоты, в том числе постоянный.

Определим эквивалентное сопротивление между точками 1 и 2 представленного на рис. 10.20, а, ПК в простейшем с точки зрения анализа случае – при пренебрежимо малом сопротивлении между каждой из указанных точек и общей шиной. Это имеет место, например, при работе данного ПК в качестве входного резистора интегратора на операционном усилителе (ОУ) [6], при пренебрежимо малом выходном сопротивлении источника входного напряжения интегратора. На рис. 10.21, а, и 10.21, б, приведены эквивалентные схемы указанного ЭУПК в каждой из двух фаз коммутации. Для упрощения полагаем, что конденсаторы, ключи и ОУ идеальны (в частности, коэффициент усиления и входное сопротивление ОУ бесконечно велики [6]).

Очевидно, эквивалентное сопротивление ПК равно отношению среднего за период коммутации значения напряжения на нем к среднему значению тока через ПК за указанный период. Среднее за период коммутации T напряжение на ПК анализируемого ЭУПК, описывается следующим выражением:

$$\overline{U_{C1}} = \frac{1}{C1} \int_0^T i_{C1}(t) \cdot dt,$$

откуда получаем, что:

$$\overline{U_{C1}} = \overline{I_{C1}} T,$$

где $\overline{I_{C1}}$ – среднее за период коммутации значение тока через ПК.

Следовательно, эквивалентное сопротивление анализируемого ПК равно:

$$R_{\text{Э}} = \frac{\overline{U_{C1}}}{\overline{I_{C1}}} = \frac{T}{C1}.$$

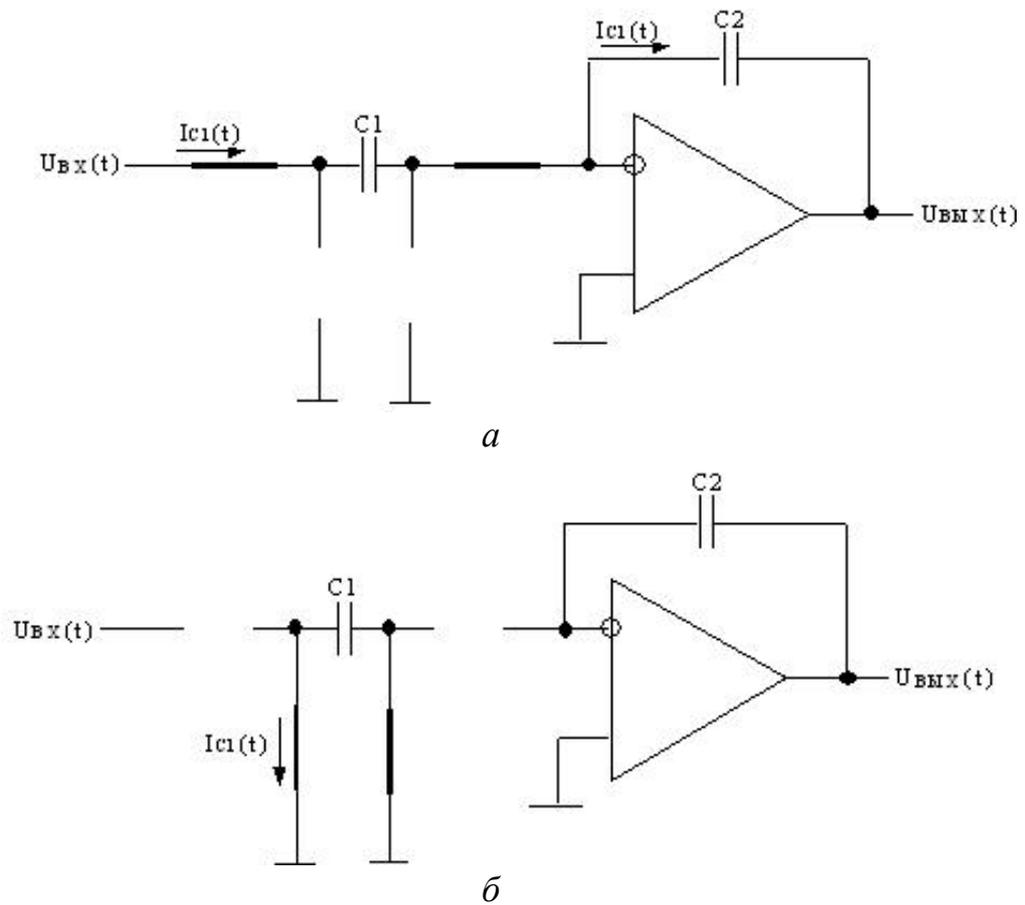


Рис. 10.21. Эквивалентные схемы интегратора на ПК в нечетных (а) и четных (б) фазах коммутации

На частотах, много меньших частоты коммутации, падение напряжения на ПК и ток через него можно приближенно считать постоянными в течение периода коммутации. Поэтому в данном частотном диапазоне верно соотношение:

$$\frac{u_{C1}(t)}{i_{C1}(t)} \approx \frac{T}{C1}.$$

Таким образом, на частотах, много меньших частоты коммутации, данный ПК эквивалентен резистору с сопротивлением, прямо пропорциональным периоду коммутации и обратно пропорциональным емкости ПК.

Естественно, кроме рассмотренной выше цепи имитации резистора на ПК, известно достаточно много вариантов реализации подобных цепей.

В общем случае, на частотах, намного меньших частоты коммутации, эквивалентный импеданс цепи прямой имитации резистора на базе ПК равен kT/C , где k – коэффициент, зависящий от конкретной конфигурации ПК, а также от соотношения между емкостью ПК и выходной емкостью источника сигнала, с одной стороны, и емкостью нагрузки – с другой [10]. Необходимо также отметить, что корректное функционирование указанных цепей возможно только при емкостном характере как выходного импеданса источника сигнала, так и нагрузки [3, 10].

ЭУПК на основе косвенной замены резисторов. В ЭУПК указанного класса ПК служат преимущественно в качестве элементов кодоуправляемых источников напряжения [3, 10]. Принцип действия таких источников основан на задании их выходных напряжений путем комбинирования и перераспределения зарядов (напряжений) на коммутируемых конденсаторах, входящих в состав указанных источников.

Базовыми положениями при анализе указанных ЭУПК являются следующие [3, 10]:

– в установившемся режиме заряд конденсатора Q_C и приложенное к нему напряжение U_C связаны соотношением:

$$Q_C = U_C \times C, \quad (10.17)$$

общий заряд n параллельно соединенных конденсаторов равен сумме их зарядов:

$$Q_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n Q_{Ci}, \quad (10.18)$$

а при последовательном соединении n конденсаторов их заряды равны между собой:

$$Q_{C1} = Q_{C2} = \dots = Q_{Cn}; \quad (10.19)$$

– при коммутации напряжение на конденсаторе не может изменяться скачкообразно.

Основными разновидностями ЭУПК на основе косвенной замены резисторов являются *цифро-аналоговые* и *аналого-цифровые преобразователи* (ЦАП и АЦП) на ПК.

Подробное изложение вопросов реализации и анализа ЭУПК на основе косвенной замены резисторов представлено в [3] и [10].

МОДУЛЬ 3. ОСНОВЫ ЦИФРОВОЙ СХЕМОТЕХНИКИ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

11. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЛОГИЧЕСКИХ (ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНЫХ) ФУНКЦИЙ

11.1. Логические функции и элементы

В подавляющем большинстве ЭВМ и цифровых устройств обрабатываемая информация представлена в виде двоичных чисел. Переменные величины и функции от них, которые могут принимать только два значения 1 и 0, называются логическими переменными и логическими (переключательными) функциями. Свойства логических функций изучает алгебра логики, а реализация логических функций осуществляется функциональными устройствами, называемыми логическими элементами.

Значениям переменных 1 и 0 ставятся в соответствие символы двоичного алфавита 1 и 0, а также физические аналоги – два хорошо различимых значения напряжения, тока, электрического сопротивления, магнитной индукции. Величина и полярность уровней (например, напряжения), которым ставятся в соответствие символы 0 и 1, выбираются из соображений удобства технической реализации и заданной помехоустойчивости.

В основе цифровой техники лежит использование логических или переключательных схем. Различают два класса логических схем [16]:

1. Комбинационные схемы, в которых значение выходной переменной зависит только от значений входных переменных в данный момент времени.

2. Последовательностные схемы, в которых значение выходной переменной зависит не только от значений входных переменных в данный момент, но и от состояний элементов памяти, заданных в предыдущих тактах работы.

Функционирование любого, сколь угодно сложного цифрового устройства можно описать двояким образом: аналитически или

с помощью таблиц. Распространены комбинационные схемы, имеющие m логических входов и n логических выходов (рис. 11.1).

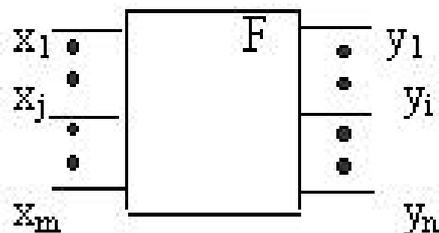


Рис. 11.1. Блок-схема цифрового устройства

Если $x_1, x_2, \dots, x_j, \dots, x_m$ – информационные значения независимых входных (управляющих) сигналов, а $y_1, y_2, \dots, y_i, \dots, y_n$ – информационные значения выходных сигналов, то комбинационная схема может быть описана системой уравнений:

$$\|Y_i = F(X_i)\|. \quad (11.1)$$

Функцию Y_i называют логической (булевой или переключательной). При наличии m независимых входных переменных, каждая из которых может принимать два значения (1 или 0), максимальное число возможных наборов из этих переменных будет $A = 2^m$, а максимально возможное число значений функций определится соотношением $N_m = 2^A$.

Можно задать систему уравнений (11.1) в виде таблиц, называемых *таблицами истинности*. Таблицы и аналитические выражения используются для анализа и синтеза устройств с наименьшим количеством элементов [16].

В алгебре логики основными считаются такие функции (операции), при помощи которых можно записать любую сложную логическую функцию и распространить их действие на любое количество переменных. Такими основными функциями являются следующие три:

- 1) *инверсия* (отрицание) – операция НЕ;
- 2) *конъюнкция* (логическое умножение) – операция И;
- 3) *дизъюнкция* (логическое сложение) – операция ИЛИ.

Сущность логической операции инвертирования состоит в отрицании первичного высказывания. С помощью логической операции НЕ можно переводить прямой код в обратный и наоборот. Обратным кодом при положительном кодировании называется такой, в котором истинному логическому высказыванию соот-

ветствует нулевой сигнал (цифра 0), а ложному – единичный сигнал (цифра 1). В математической логике высказывания оцениваются двумя критериями: оно может быть «истинным» или «ложным». Этому можно поставить в соответствие цифры 1 и 0, либо сигналы, условно соответствующие этим цифрам. Аналитически операция НЕ записывается в виде $y = \bar{x}$ (читается «игрек равен не икс»). Табличное представление этой функции (таблица истинности) и условное графическое обозначение (УГО) элемента (инвертора), реализующего эту функцию, показаны на рис. 11.2.



Рис. 11.2. Таблица истинности и УГО инвертора

Конъюнкция – операция И или логическое произведение, является сложным высказыванием, истинным только в единственном случае, когда истинны все элементарные высказывания. Аналитически эта операция записывается следующим образом:

$$y = x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_m. \quad (11.2)$$

Принятая форма записи наглядно показывает, что функция «у» обращается в нуль, если хотя бы один из аргументов принимает нулевое значение. Таблицы истинности и условные обозначения некоторых конъюнкторов показаны на рис. 11.3.

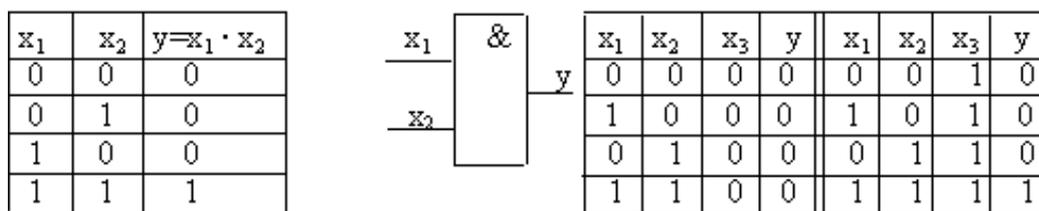


Рис. 11.3. Таблицы истинности для конъюнкторов с двумя и тремя аргументами и УГО двухвходового конъюнктора

Дизъюнкция – логическая сумма (операция ИЛИ) является сложным высказыванием, истинным, если истинно не менее чем одно элементарное высказывание. Аналитическое выражение этой операции имеет вид:

$$y = x_1 + x_2 + \dots + x_n. \quad (11.3)$$

Графическое изображение двухвходового дизъюнктора и его таблица истинности показаны на рис. 11.4.

x_1	x_2	$y=x_1+x_2$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

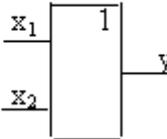


Рис. 11.4. Таблица истинности и УГО двухвходового элемента ИЛИ

Логические функции конъюнкции и дизъюнкции обладают свойством *двойственности*, которое заключается в том, что одна и та же функция в зависимости от способа кодирования уровней сигналов значениями 0 и 1 может выполнять функции либо И, либо ИЛИ. Сравнивая таблицы истинности этих функций, можно заметить, что таблица истинности для элемента И соответствует операции И для положительной логики (когда высокий уровень – «истинно» соответствует 1, а низкий – «ложно» соответствует 0). С другой стороны, эта же таблица выражает операцию ИЛИ для негативной логики (когда в качестве высокого уровня – «истинно» принят 0, а в качестве низкого уровня «ложно» принята 1). Чаще всего используется положительная логика, поэтому в дальнейшем рассматриваются функции для неё.

Для лучшего усвоения понятий конъюнкции, дизъюнкции и свойства двойственности на рис. 11.5 показаны электромеханические эквиваленты операций И и ИЛИ. Если за 1 принять наличие напряжения на резисторе, а за 0 – отсутствие напряжения (положительное кодирование), то схема на рис. 11.5, а реализует операцию ИЛИ, а схема на рис. 11.5, б – операцию И. Если за единицу принять отсутствие напряжения на резисторе, а за 0 – наличие напряжения (отрицательное кодирование), то схема на рис. 11.5, а реализует операцию И, а схема на рис. 11.5, б – операцию ИЛИ. Соответственно можно условиться, что при положительном кодировании разомкнутое положение ключа соответствует логическому нулю, а замкнутое положение – логической единице, и наоборот – при отрицательном кодировании.

Алгебра логики допускает возможность образования сложных функций, т.е. функций, аргументы которых являются функциями других двоичных аргументов. Например, если $Y = y(z_1, z_2)$,

а $z_1 = f_1(x_1, x_2)$ и $z_2 = f_2(x_3, x_4)$, то очевидно, что $Y = y(x_1, x_2, x_3, x_4)$. Такая операция замены аргументов одной функции другими функциями называется *суперпозицией* функций. Эта операция дает возможность с помощью функций меньшего числа аргументов получать функции большего их числа. Набор двоичных функций, который обеспечивает представление любой другой функции посредством суперпозиции функций этого набора, называют функционально полным.

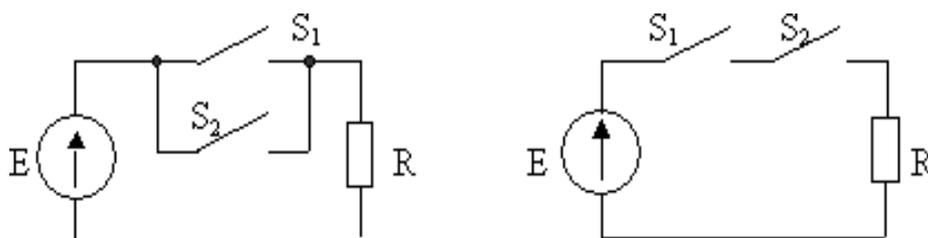


Рис. 11.5. Электромеханические эквиваленты операций ИЛИ и И

Например, из функций двух переменных можно составить значительное число различных функционально полных наборов. Так функционально полные наборы образуют функции инверсии и конъюнкции, инверсии и дизъюнкции. Сочетания этих функций широко используются при синтезе электронных устройств.

Инверсия логической суммы двух величин (элемент ИЛИ-НЕ) носит название *стрелка Пирса*, её аналитическое представление имеет вид:

$$y = \overline{x_1 + x_2} \text{ или } y = x_1 \downarrow x_2. \quad (11.4)$$

Инверсия логического произведения двух величин (элемент И-НЕ) носит название *штрих Шеффера*, его аналитическое представление показано ниже:

$$y = \overline{x_1 \cdot x_2} \text{ или } y = x_1 / x_2. \quad (11.5)$$

Набор функций дизъюнкции, конъюнкции и инверсии, рассмотренных выше, получил название *основного функционально полного набора*.

11.2. Аксиомы, законы, тождества и теоремы алгебры логики (булевой алгебры)

В алгебре логики любая переменная может иметь состояние «0» или «1», поэтому каждой двоичной переменной, например X , ставят-

ся в соответствие обратная или дополнительная к ней (инверсная) переменная, такая, что:

$$\text{если } X = 0, \text{ то } \bar{X} = 1; \text{ если } X = 1, \text{ то } \bar{X} = 0.$$

Правила (законы), характеризующие операции дизъюнкцию (логическое сложение), конъюнкцию (логическое умножение), инверсию (логическое отрицание) приведены в табл. 11.1.

Для алгебры логики, как и для обыкновенной алгебры, действительны следующие законы:

– закон коммутативности (переместительный закон) для логического сложения и умножения: $x + y = y + x$; $x \cdot y = y \cdot x$;

– закон ассоциативности (сочетательный закон) для логического сложения и умножения: $x + y + z = (x + y) + z = x + (y + z)$;

– закон дистрибутивности логического умножения по отношению к сложению (распределительный закон):

$$x(y + z) = xy + xz.$$

Следует предостеречь, что в булевой алгебре не действуют правила вычитания и деления обычной алгебры. Величины в алгебре логики не могут делиться, а потому в ней нельзя сокращать общий множитель. В булевой алгебре имеются специфические операции, отсутствующие в обычной алгебре, например, «склеивание», «поглощение».

1. Операция склеивания (правило склеивания): $xy + x\bar{y} = x$;
 $(x + y) \cdot (x + \bar{y}) = x$.

Второе выражение является двойственным первому. В алгебре Буля двойственные выражения получаются путем одновременной замены операций ИЛИ операциями И и наоборот – операций И на операции ИЛИ, а также заменой всех логических нулей единицами и всех единиц нулями.

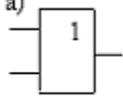
2. Операция поглощения: $x + xy = x$; $x(x + y) = x$.

3. Операция (функция) неравнозначности (ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ), обозначается знаками « \oplus », « ∇ » или « ∇ »): $\bar{x}y + x\bar{y} = x \oplus y$.

Логическая функция, называемая ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, в отличие от операции ИЛИ (« x или y , или x и y оба вместе») означает: «только x или только y ». Таблица истинности для двух функций показана на рис. 11.6.

В двоичной системе операция ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ аналогична (по виду таблицы) результату арифметического сложения двух бинарных чисел, поэтому называется «суммой по модулю 2» или полусуммой.

A	B	$S = A \oplus B$	A+B
0	0	0	0
0	1	1	1
1	0	1	1
1	1	0	1

а) 

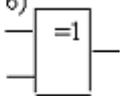
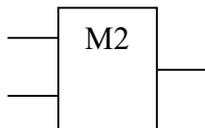
б) 

Рис. 11.6. Таблица истинности для функций двух переменных ИЛИ и ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ и условные графические изображения логических элементов: а – элемент ИЛИ, б – элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ

Аксиомы для логической функции ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ имеют вид:

$$x \oplus 0 = x; \quad x \oplus x = 0; \quad x \oplus \bar{1} = x; \quad \bar{x} \oplus x = 1.$$

В литературе часто используется ещё одно условное изображение элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ:



Перечень основных законов и тождеств алгебры Буля приведен в табл. 11.1.

Таблица 11.1

Законы булевой алгебры

№	Название	Форма записи	
		а	б
1	Закон нулевого множества	$x + 0 = x$	$x \cdot 0 = 0$
2	Законы универсального множества (сложения с единицей и умножения на 1)	$x + 1 = 1$	$x \cdot 1 = x$
3	Законы инверсии (теоремы де Моргана). Инверсия суммы есть произведение слагаемых, инверсия произведения есть сумма инверсий сомножителей	$\overline{x_1 + x_2} = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2};$ $\overline{x_1 \cdot x_2} = \overline{x_1} + \overline{x_2}$	$\overline{\overline{x_1 + x_2}} = \overline{\overline{x_1} \cdot \overline{x_2}};$ $\overline{\overline{x_1 \cdot x_2}} = \overline{\overline{x_1} + \overline{x_2}}$
4	Закон двойного отрицания	$\overline{\overline{x}} = x$	

Окончание табл. 11.1

№	Название	Форма записи	
		<i>a</i>	<i>b</i>
5	Закон тождества (повторения, тавтологии)	$x + x = x$	$x \cdot x = x$
6	Закон исключённого третьего (противоречия, дополненности, правило отрицания)	$x + \bar{x} = 1$	$x \cdot \bar{x} = 0$
7	Закон коммутативности (переместительный)	$x_1 + x_2 = x_2 + x_1$	$x_1 \cdot x_2 = x_2 \cdot x_1$
8	Ассоциативный закон (сочетательный)	$x_1 + (x_2 + x_3) = (x_1 + x_2) + x_3 = x_1 + x_2 + x_3$	$x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 = (x_1 \cdot x_2) \cdot x_3 = x_1 \cdot (x_2 \cdot x_3)$
9	Дистрибутивный закон (распределительный)	$x_1 \cdot (x_2 + x_3) = x_1 \cdot x_2 + x_1 \cdot x_3;$ $(x_1 + x_2) \cdot (x_1 + x_3) = x_1 + x_2 \cdot x_3$	
10	Закон обращения	Если $x_1 = x_2$, то $\overline{x_1} = \overline{x_2}$	
11	Закон поглощения (абсорбции)	$x_1 + x_1 \cdot x_2 = x_1$	$x_1 \cdot (x_1 + x_2) = x_1$
12	Закон склеивания	$\overline{(x_1 + x_2)} \cdot (x_2 + x_1) = x_1$	$x_1 \cdot \overline{x_2} + x_1 \cdot x_2 = x_1$

Законы 5, 7, 8, 9, 11, 12 называют комбинационными законами [32].

11.3. Представление и преобразование логических функций

Логическая функция может быть записана аналитически различными сочетаниями логических операций. Однако с точки зрения представления логических функций и последующего синтеза логической схемы наиболее удобны формы записи, при которых функция выражается либо в виде суммы произведений переменных, либо в виде произведения их сумм.

Первая запись (сумма произведений переменных) называется дизъюнктивной нормальной формой (ДНФ). Например:

$$F = x_1 + \bar{x}_2 \cdot x_3 + x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3 + \bar{x}_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3.$$

Вторая форма (произведение сумм переменных) называется конъюнктивной нормальной формой (КНФ). Например:

$$F_1 = x_1 \cdot (x_1 + x_2) \cdot (x_2 + x_3) \cdot (\bar{x}_1 + x_2 + x_3).$$

При этом инверсия любой функции, записанной в ДНФ, дает запись в КНФ и наоборот. Например:

$$F = x_1 + x_2 \cdot \bar{x}_3 + x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3;$$

$$\bar{F} = \bar{x}_1 \cdot (\bar{x}_2 + x_3) \cdot (\bar{x}_1 + x_2 + \bar{x}_3).$$

Это доказывается с помощью *теоремы Шеннона*, обобщившего законы де Моргана. Теорема утверждает, что инверсия любой функции получается заменой каждой переменной ее инверсией и одновременно взаимной заменой символов сложения (дизъюнкции) и умножения (конъюнкции).

При применении правила следует строго придерживаться группировки членов. Например: $F = x_1 \cdot \bar{x}_2 + \bar{x}_1 \cdot x_2 = x_1 \oplus x_2$ – функция не-равнозначности.

Определение инверсии по теореме Шеннона даёт функцию равно-значности: $\bar{F} = (\bar{x}_1 + x_2) \cdot (x_1 + \bar{x}_2) = x_1 \cdot x_2 + \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$.

Логическую функцию, заданную любым аналитическим выраже-нием, можно преобразовать к ДНФ и КНФ, пользуясь правилами ал-гебры логики, при этом может существовать несколько равносильных ДНФ и КНФ. Оказалось, что имеется только один вид ДНФ и КНФ, в которых функция может быть записана единственным образом: это так называемые *совершенные нормальные формы* – СДНФ и СКНФ.

В СДНФ каждое входящее слагаемое включает все переменные (они могут быть с инверсиями или без них) и нет одинаковых слагае-мых. В СКНФ каждый сомножитель включает все переменные (они могут быть с инверсиями или без них) и нет одинаковых сомножите-лей.

Логическая функция наиболее наглядно и полно представляется так называемой таблицей соответствия или истинности, в которой для каждой комбинации значений переменных указывается значение функции. По сути это алгоритм работы синтезируемой цифровой сис-темы. От табличной формы представления функции можно перейти к её аналитической записи в виде СДНФ или СКНФ. Например, функ-ция $F(x_1, x_2, x_3)$ задана табличными значениями (табл. 11.2). Требуется записать её в виде СДНФ и СКНФ.

Анализ табл. 11.2 показывает, что для комбинаций 2, 7, 8, где $F = 1$, справедливы логические произведения: $\bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 = 1$; $x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 = 1$; $x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 = 1$.

Комбинации, при которых функция истинна ($F = 1$), называют конституентами единицы или минтермами (конституировать – устанавливать, определять состав, содержание). Представление логической функции в виде логической суммы минтермов определяет ее СДНФ: $F = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \cdot x_3 + x_1 \cdot \overline{x_2} \cdot \overline{x_3} + x_1 \cdot x_2 \cdot \overline{x_3} + x_1 \cdot x_2 \cdot x_3$.

Таблица 11.2

Таблица истинности функции F

x_1	x_2	x_3	F	№ комбинации
0	0	0	0	1
0	0	1	1	2
0	1	0	0	3
0	1	1	0	4
1	0	0	0	5
1	0	1	0	6
1	1	0	1	7
1	1	1	1	8

Функцию можно представить не только ее единичными, но и нулевыми значениями, как инверсиями единицы. Из таблицы видно, что $F = 0$ или $\overline{F} = 1$, если $\overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \cdot \overline{x_3} = 1$; $\overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \cdot x_3 = 1$; $\overline{x_1} \cdot x_2 \cdot \overline{x_3} = 1$; $x_1 \cdot \overline{x_2} \cdot \overline{x_3} = 1$; $x_1 \cdot \overline{x_2} \cdot x_3 = 1$.

Тогда функцию \overline{F} можно представить в виде логической суммы: $\overline{F} = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \cdot \overline{x_3} + \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \cdot x_3 + \overline{x_1} \cdot x_2 \cdot \overline{x_3} + \overline{x_1} \cdot x_2 \cdot x_3 + x_1 \cdot \overline{x_2} \cdot \overline{x_3}$.

Используя теорему Шеннона, получим произведение сумм переменных, для чего ещё раз инвертируем инверсию функции F :

$$\overline{\overline{F}} = F = (x_1 + x_2 + x_3) \cdot (\overline{x_1} + \overline{x_2} + \overline{x_3}) \cdot (\overline{x_1} + \overline{x_2} + x_3) \cdot (\overline{x_1} + x_2 + \overline{x_3}) \cdot (\overline{x_1} + x_3 + \overline{x_2}).$$

Каждый сомножитель в полученном выражении состоит из суммы тех переменных, для которых функция обращается в нуль в соответствии с таблицей истинности. Такие суммы называют конституентами нуля или макстермами. Произведение макстермов определяет СКНФ функции F .

11.4. Понятие о минимизации логических функций

Минимизация функции – это упрощение формы её записи с целью реализации с наименьшим числом элементов. Алгебра логи-

ки располагает приёмами, разработанными на основе её законов, позволяющими производить минимизацию достаточно просто. Если число переменных не превышает четырёх, удобен метод карт Карно. Карта Карно представляет собой графическое изображение значений всех возможных комбинаций переменных – это по сути наглядное представление всех минтермов заданного числа переменных, размещенных в клетках карты определенным образом. Для представления способов размещения минтермов изобразим карты Карно для двух, трёх и четырёх переменных и запишем в клетки соответствующие минтермы.

В карте минтермы расположены так, что минтермы соседних клеток отличаются значением только одной переменной. При этом соседними считаются также крайние клетки столбца или строки. Прямое значение переменной обозначается символом 1, инверсное – символом 0. Порядок чередования значений переменных в строках и столбцах: 00, 01, 11, 10 (как показано на рис. 11.7).

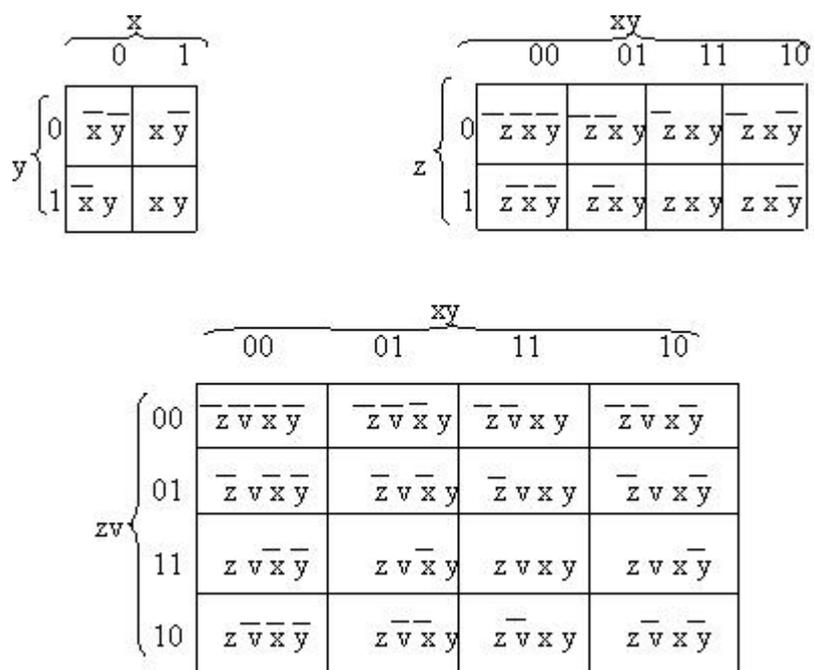


Рис. 11.7. Карты Карно для двух (x, y), трёх (z, x, y) и четырёх (z, v, x, y) переменных

Минтермы минимизируемой функции отмечают единицами в соответствующих клетках карты. Минтермы, не входящие в функцию, отмечают в клетках нулями или пустыми клетками. На основании дистрибутивного (распределительного) закона: $(x + y) \times$

$\times \cdot (x + z) = x + yz$, а также логических соотношений $x + 0 = x$, $x + 1 = 1$, $x + \bar{x} = 1$, $x \cdot \bar{x} = 0$ можно доказать, что группа из двух минтермов, находящихся в соседних клетках, может быть заменена одним логическим произведением, содержащим на одну переменную меньше. Если соседними являются две пары минтермов, то такая группа из четырех минтермов может быть заменена произведением, содержащим уже на две переменные меньше и т.д. В общем случае наличие 2^n соседних минтермов позволяет заменить их произведениями, содержащими на n ($n = 1, 2, 3$) переменных меньше. В этом и состоит суть метода минимизации с применением карт Карно (карты Карно часто называют диаграммами Вейча) [46].

Рассмотрим процесс минимизации на примере функции четырёх переменных x, y, z, v , заданной следующим логическим выражением:
 $F = yvz + \bar{x}yv + \bar{y}\bar{v}z + \bar{x}y\bar{z}$.

Для представления функции F в виде логической суммы минтермов преобразуем её следующим образом: каждое слагаемое умножим на единичное значение, образованное логической суммой прямого и инверсного значения той переменной, которой недостаёт для полного набора в каждом слагаемом.

$$\begin{aligned} \bar{F} &= yvz(\bar{x} + x) + \bar{x}yv(z + \bar{z}) + \bar{y}\bar{v}z(x + \bar{x}) + \bar{x}y\bar{z}(v + \bar{v}) = \\ &= \bar{x}yvz + xyvz + \bar{x}yvz + \bar{x}yv\bar{z} + x\bar{y}\bar{v}z + \bar{x}\bar{y}\bar{v}z + \bar{x}yv\bar{z} + \bar{x}yv\bar{z}. \end{aligned}$$

Заменяя группы повторяющихся выражений одним соответствующим выражением, получим функцию в виде СДНФ:

$$F = xyvz + \bar{x}yvz + x\bar{y}\bar{v}z + \bar{x}yv\bar{z} + x\bar{y}\bar{v}\bar{z} + \bar{x}\bar{y}v\bar{z}.$$

Анализ показывает, что функция четырёх переменных получена в виде суммы шести минтермов (в каждом слагаемом содержатся все переменные и нет одинаковых слагаемых). Для осуществления минимизации следует использовать карту Карно для четырёх переменных. Таким образом, в карте Карно из шестнадцати клеток функцию будут представлять минтермы, размещённые в шести клетках. Обозначая места размещения минтермов в клетках единицами, заполняем карту, как показано на рис. 11.8.

Выделяем группы соседних минтермов, учитывая, что крайние клетки столбцов и строк являются тоже соседними. На карте выделенные группы отмечены пунктирными контурами и цифрами мелкого шрифта. Первая группа: $\bar{x}yv\bar{z} + \bar{x}y\bar{v}\bar{z} = \bar{x}y\bar{z}$. Вторая группа: $xyvz + \bar{x}yvz = yvz$. Третья группа: $x\bar{y}\bar{v}z + x\bar{y}\bar{v}\bar{z} = \bar{y}\bar{v}z$.

Итак, минимизированная функция, выраженная в ДНФ, будет иметь вид:

$$F = \bar{x}y\bar{z} + yvz + \bar{y}\bar{v}z .$$

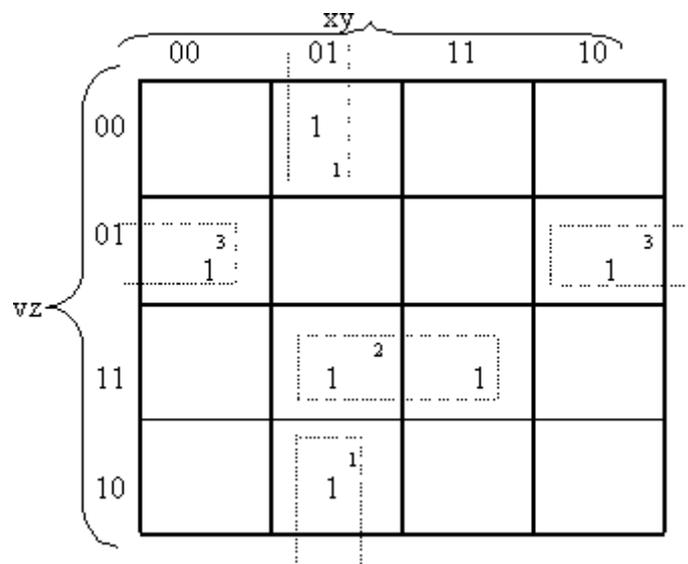


Рис. 11.8. Карта Карно для минимизируемой функции

Непосредственная реализация функции по полученному выражению требует использования четырёх инверторов, двух логических элементов ИЛИ, трёх логических элементов И с тремя входами. Такая реализация нерациональна. С точки зрения уменьшения аппаратных затрат часто желательно иметь функцию в виде произведения. Для преобразования функции воспользуемся теоремой де Моргана (Шеннона), дважды инвертируя минимизированную функцию:

$$\overline{\overline{F}} = \overline{\overline{\bar{x}y\bar{z} + yvz + \bar{y}\bar{v}z}} ; F = \overline{\overline{\bar{x}y\bar{z}} \cdot \overline{\overline{yvz}} \cdot \overline{\overline{\bar{y}\bar{v}z}}} .$$

В полученном выражении отсутствуют операции логического сложения, следовательно, аппаратная реализация может быть осуществлена без логических элементов ИЛИ. Следует отметить, что минимизация логических выражений имеет целью обеспечение условий оптимальной реализации электронных устройств, использующих логические элементы. Критерии оптимальности при этом определяются конкретными условиями проектирования и использования электронных устройств. Здесь эти вопросы не рассматриваются, поэтому покажем только упрощенную структурную

схему алгоритма минимизации сложной логической функции (рис. 11.9).

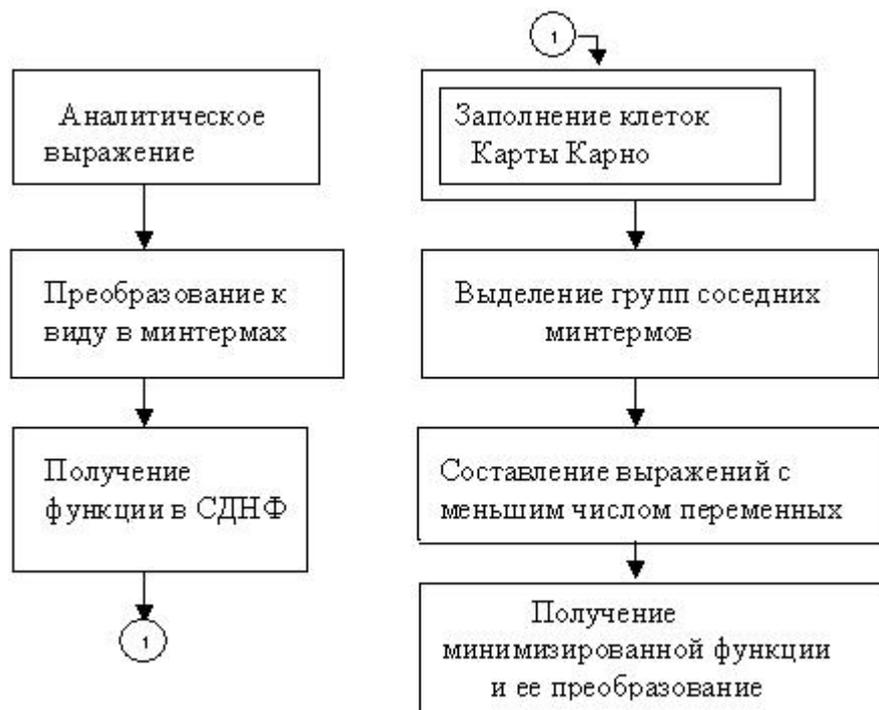


Рис. 11.9. Структурная схема алгоритма минимизации логической функции

11.5. Структура и принцип действия логических элементов

Для построения логических элементов, как устройств электронной техники, в основном используются элементы Шеффера и Пирса, которые являются основными представителями современной потенциальной системы логических элементов. Можно доказать, что достаточно иметь набор одинаковых логических элементов (И-НЕ, либо ИЛИ-НЕ), чтобы только на них построить все многообразие логических схем. Однако такой способ чаще всего оказывается нерациональным, так как требует большого количества этих элементов. На практике в состав серий цифровых схем, выпускаемых промышленностью, входят не только указанные элементы (И-НЕ, ИЛИ-НЕ), но и другие элементы, обладающие большим разнообразием по способу их выполнения, по компоновке и числу входов и выходов. Логические элементы по виду реализуемой функции подразделяют на простейшие элементы одноступенчатой логики (И, ИЛИ, НЕ, И-НЕ, ИЛИ-НЕ) и элементы двухступенчатой логики (И-ИЛИ, И-ИЛИ-НЕ и др.). На рис. 11.2 – 11.4 показаны

элементы одноступенчатой логики. На рис. 11.10 показаны примеры условных графических обозначений двухступенчатых элементов.

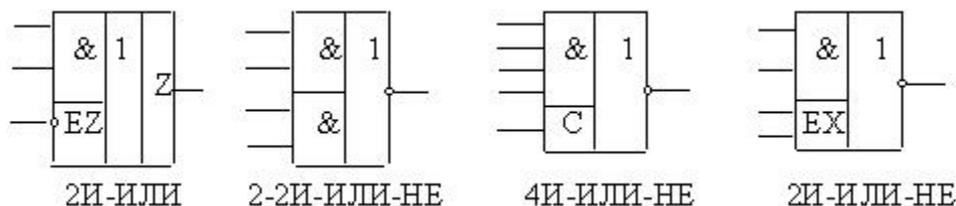


Рис. 11.10. Примеры двухступенчатых логических элементов

Обозначение элемента 2-2И-ИЛИ-НЕ значит, что в составе микросхемы имеются два двухвходовых элемента И, выходы которых подключены к входам элемента ИЛИ, его выход подключен к входу элемента НЕ, выход элемента НЕ является выходом всей микросхемы. Таким образом, в одной микросхеме имеются все три основных элемента. Построение элемента 2-2И-ИЛИ-НЕ с помощью простейших элементов показано на рис. 11.11.

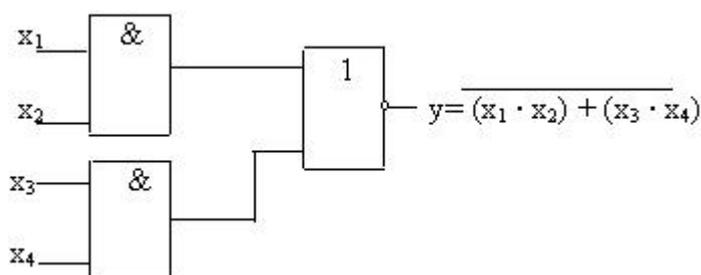


Рис. 11.11. Структурная схема элемента 2-2И-ИЛИ-НЕ

С помощью базовых операций, используемых в двухступенчатой логике, выполняются некоторые функции, нашедшие широкое применение в электронных системах. Примерами таких функций являются: ЗАПРЕТ, ИМПЛИКАЦИЯ (вовлечение), ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ. Таблицы истинности и УГО элементов, реализующих перечисленные функции, показаны на рис. 11.12, 11.13:

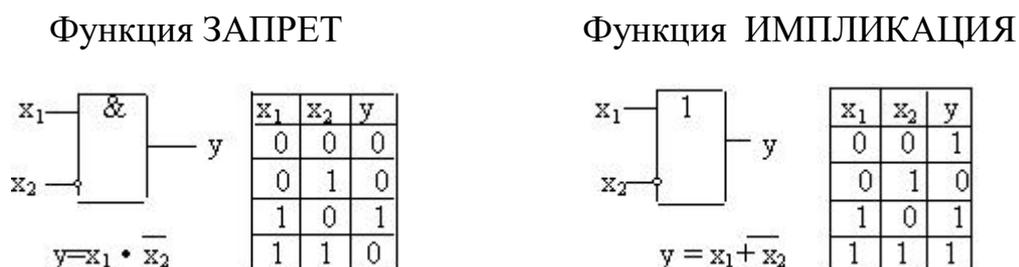


Рис. 11.12. Условные изображения, таблицы истинности и аналитическое представление дополнительных логических функций
Функция ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ

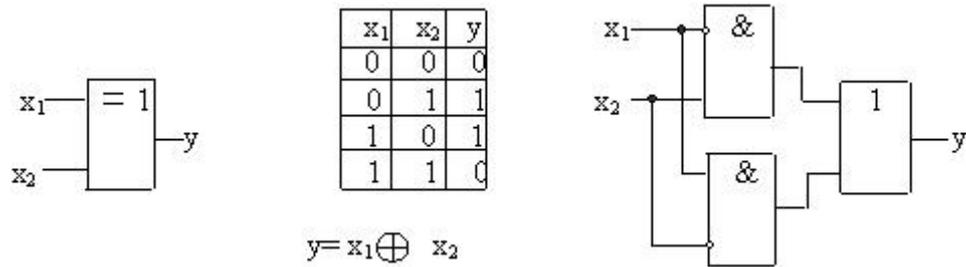


Рис. 11.13. Изображение, таблица истинности и структурная схема логического элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ

Выпускается несколько серий микросхем, наибольшее распространение из которых получили серии логических элементов ТТЛ (транзисторно-транзисторная логика), ТТЛШ (на транзисторах Шоттки), ЭСЛ (эмиттерно-связанная логика), КМОП (на комплементарных МОП-транзисторах).

Характерной особенностью логических элементов (ЛЭ) ТТЛ является использование на входах многоэмиттерных транзисторов. Рассмотрим электрическую принципиальную схему элемента 4И-НЕ (рис. 11.14, а), условное графическое обозначение которого показано на рис. 11.14, б. Схема содержит четырехэмиттерный транзистор VT_1 на входе, промежуточный усилитель (VT_2) и выходной усилительный каскад на транзисторах VT_3 , VT_4 .

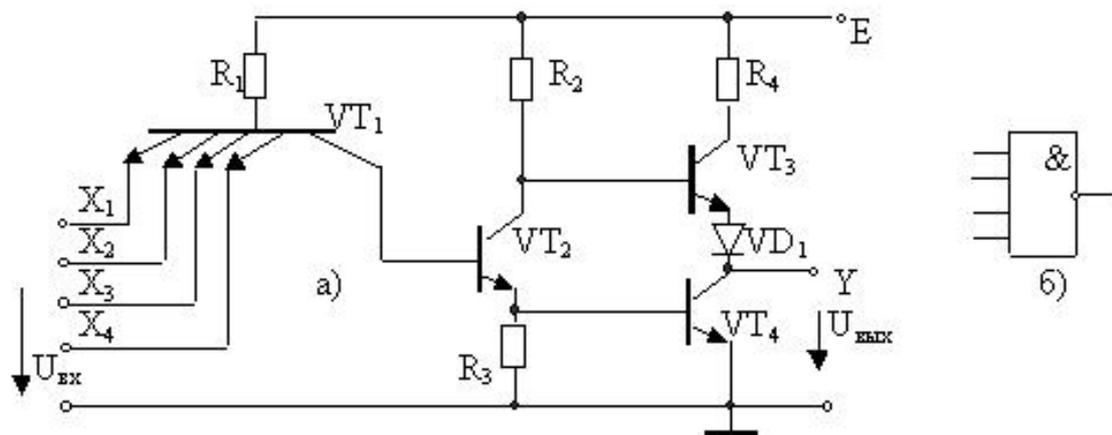


Рис. 11.14. Электрическая принципиальная схема логического элемента 4И-НЕ (а) и его условное обозначение (б)

Логический элемент работает следующим образом. Многоэмиттерный транзистор в исходном состоянии (при наличии источников входного сигнала) может находиться либо в состоянии насыщения (если хотя бы один из входных сигналов равен 0, а остальные 1), либо в состоянии отсечки, когда все входные сигналы

равны 1. Если транзистор VT_1 насыщен, то транзистор VT_2 закрыт, так как его базовое напряжение близко к нулю. Соответственно закрыт транзистор VT_4 , так как его базовый ток мал.

Транзистор VT_3 открыт базовым током, протекающим через резистор R_2 . Напряжение источника E через резистор R_4 , открытый транзистор VT_3 и диод VD_1 попадает на выход, т.е. на выходе получим уровень, соответствующий 1. Таким образом, при появлении на входе хотя бы одного сигнала с уровнем, соответствующим логическому нулю, на выходе будем иметь уровень, соответствующий логической единице. Если на все четыре входа подать уровень сигнала, соответствующий логической единице, транзистор VT_1 окажется в режиме отсечки, однако по цепи база-коллектор VT_1 – база-эмиттер транзистора VT_2 будет протекать ток, достаточный для открытия транзистора VT_2 , и, соответственно, транзистора VT_4 . Открытый транзистор VT_2 шунтирует базовую цепь транзистора VT_3 и он закрывается, отсекая выход Y от источника питания. На выходе появляется низкий уровень сигнала, соответствующий логическому нулю. Следовательно, рассматриваемая схема реализует функцию И-НЕ по отношению к сигналам, подаваемым на любой (или на все) из четырех входов.

Примером микросхемы, в которой используются все три основные логические функции, может служить элемент ТТЛ 2-2И-ИЛИ-НЕ, принципиальная схема которого показана на рис. 11.15.

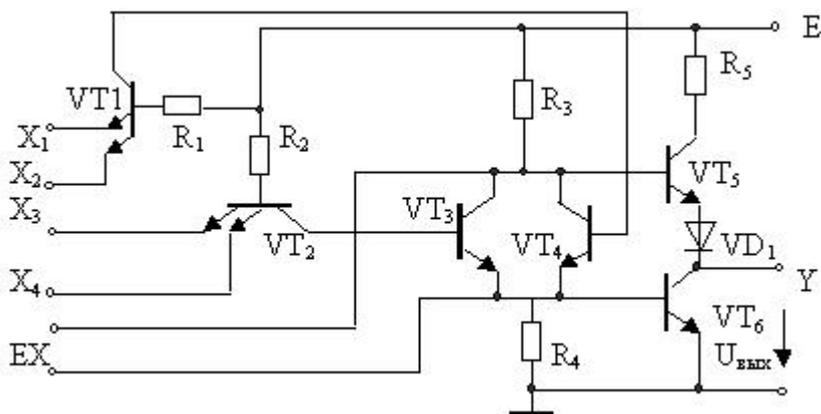


Рис. 11.15. Электрическая принципиальная схема элемента 2-2И-ИЛИ-НЕ

Функцию И в этой схеме выполняют двухэмиттерные транзисторы VT_1 и VT_2 , функцию ИЛИ – транзисторы VT_3 , VT_4 . Принцип действия каждой пары транзисторов (VT_1 , VT_2), (VT_3 , VT_4) практически не

отличается от работы транзисторов VT_1 , VT_2 схемы рис. 11.14, а. Для появления сигнала 0 на выходе логического элемента безразлично, открыт только один из транзисторов VT_1 , VT_2 или открыты оба, что соответствует реализации функции ИЛИ. Выводы, обозначенные EX , служат для подключения специальных схем (расширителей по входу), с помощью которых можно увеличить количество входных сигналов [1, 2].

11.6. Основные параметры и характеристики логических элементов

Схемотехническая реализация цифровых логических устройств осуществляется на основе типовых (базовых) функциональных элементов. Классификацию параметров и характеристик логических элементов можно произвести по следующим признакам:

1. Функциональные признаки:
 - а) реализуемая логическая функция;
 - б) нагрузочная способность (коэффициент разветвления по выходу) K_p ;
 - в) коэффициент объединения по входу K_o .
2. Статические характеристики:
 - а) входные;
 - б) выходные;
 - в) передаточная;
 - г) уровни сигналов, соответствующих логической единице и логическому нулю;
 - д) статическая помехоустойчивость.
3. Импульсные и переходные характеристики (динамические):
 - а) среднее время задержки распространения сигнала;
 - б) предельная рабочая частота;
 - в) необходимая скорость нарастания управляющего напряжения на входе логического элемента;
 - г) динамическая помехоустойчивость.
4. Требования к источнику питания:
 - а) потребляемая мощность;
 - б) входные токи при входных напряжениях низкого и высокого уровня;
 - в) напряжение источника питания и допустимые отклонения от номинального значения.

5. Климатические признаки:

- а) диапазон рабочих температур;
- б) влагоустойчивость и др.

6. Конструктивные и другие признаки:

- а) вес;
- б) габариты;
- в) стоимость и т.д.

Краткое описание основных параметров и характеристик. Нагрузочная способность логического элемента характеризуется коэффициентом разветвления K_p , который показывает, какое число логических входов устройств этой же серии может быть одновременно присоединено к выходу данного логического элемента без нарушения его работоспособности. Увеличение K_p расширяет логические возможности элемента, позволяет уменьшить число элементов в цифровом устройстве. Однако это увеличение ухудшает другие параметры: быстродействие, помехоустойчивость, увеличивает потребляемую мощность. По этой причине в составы серий цифровых интегральных схем часто входят логические элементы с различной нагрузочной способностью: основные с $K_p = 4 - 10$ и буферные с $K_p = 20 - 50$. Это позволяет более гибко проектировать цифровые устройства, достигая оптимальных показателей по потребляемой мощности и количеству логических элементов.

Коэффициент объединения по входу K_o характеризует максимальное число логических входов функционального элемента. С увеличением K_o расширяются логические возможности схемы за счет выполнения функций с большим числом аргументов на одном базовом логическом элементе, однако это ухудшает нагрузочную способность, помехоустойчивость и быстродействие. Обычно логические элементы выполняются с $K_o = 2 - 8$. Увеличение K_o сверх восьми обеспечивается за счет применения специальных логических расширителей.

Статические характеристики рассмотрим на примере характеристик базового элемента серии 155 [22] (серия устаревшая).

Передаточная и входная характеристики базового элемента ТТЛ серии 155 приведены на рис. 11.16.

На характеристиках можно отметить следующие параметры: $U_{\text{вх1п}} \approx 1,5 \text{ В}$; $U_{\text{вх0п}} \approx 0,8 \text{ В}$; $U_{\text{вых1}} \approx 4 \text{ В}$; $U_{\text{вых0}} \approx 0,4 \text{ В}$, где $U_{\text{вх1п}}$, $U_{\text{вх0п}}$ – пороговые напряжения соответственно высокого и низкого уровней – это наименьшее ($U_{\text{вх1п}}$) или наибольшее ($U_{\text{вх0п}}$) значения соответствующих уровней, при которых начинается переход логического элемента в другое состояние.

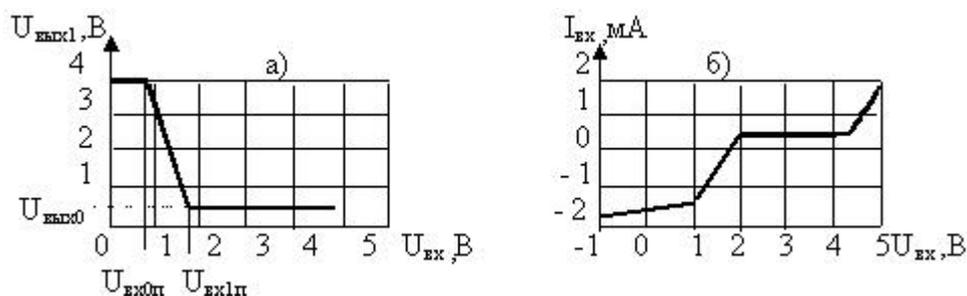


Рис. 11.16. Характеристики логического элемента ТТЛ:
а – передаточная; б – входная

Входная характеристика (рис. 11.16, б) показывает, что при $U_{\text{вх}} > 4 \text{ В}$ начинается заметный рост входного тока. По этой причине для логических элементов серии ТТЛ недопустимо увеличение $U_{\text{вх}}$ свыше 5 В. Выходные характеристики элементов ТТЛ имеют вид, показанный на рис. 11.17.

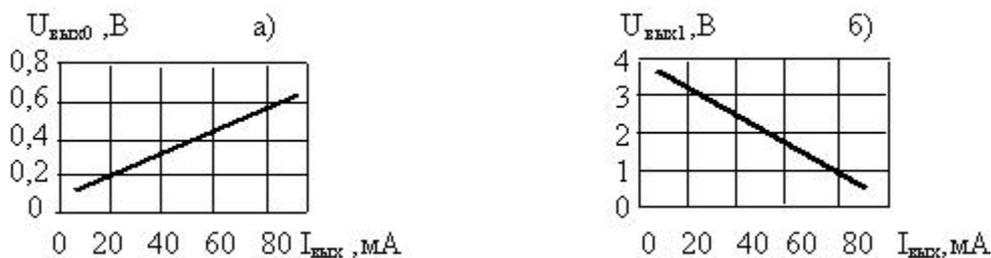


Рис. 11.17. Выходные характеристики логических элементов ТТЛ:
а – для сигналов низкого уровня; б – для сигналов высокого уровня

По характеристикам видно, что уровень выходного сигнала существенно зависит от величины сопротивления нагрузки. При заданных допустимых значениях уровней выходных напряжений нагрузка не должна превышать допустимых значений. Поэтому в составе серий микросхем различают микросхемы с нормальной и повышенной нагрузочной способностью. Например, в серии 155 микросхемы с $I_{\text{вых0}} \leq 16 \text{ мА}$, $K_p \leq 10$ относятся к микросхемам

с нормальной нагрузочной способностью, а схемы с повышенной нагрузочной способностью имеют $I_{\text{вых0}} = 48$ мА. По выходным характеристикам можно определить, что выходные сопротивления логических элементов ТТЛ имеют небольшую величину. По этой причине нельзя объединять между собой выходы нескольких ТТЛ ЛЭ, так как в случае разных уровней выходных сигналов через выходные транзисторы ЛЭ (рис. 11.15) будут протекать большие токи. Чтобы осуществлять непосредственное соединение выводов нескольких логических элементов между собой и получать разные уровни выходного сигнала используют схемы с «открытым» электродом, например, коллектором, т.е. схемы, на выходе которых установлен транзистор, чья коллекторная цепь оставлена свободной [22]. Следует заметить, что «открытым» может быть не только коллектор, но и эмиттер у биполярных транзисторов, а также сток или исток у полевых.

Быстродействие логического элемента характеризуется временем задержки распространения сигналов при включении t_{310} , выключении t_{301} и средним временем t_{3c} (рис. 11.18).

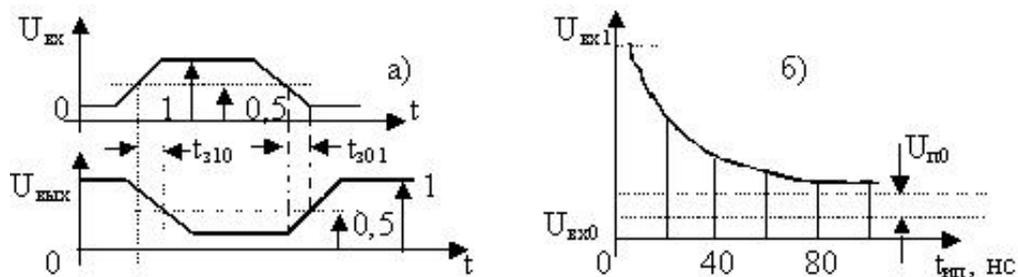


Рис. 11.18. Определение времени задержки распространения сигнала (а) и изменение амплитуды импульсной помехи с изменением её длительности (б)

Время задержки распространения сигнала при включении ЛЭ – это интервал времени между входным и выходным импульсами при переходе выходного напряжения от уровня логической единицы к уровню логического нуля, измеренный на уровне 0,5 амплитуды.

Аналогично время задержки распространения сигнала при выключении ЛЭ - это интервал времени между входным и выходным импульсами при переходе выходного напряжения от уровня логического нуля к уровню логической единицы, измеренный на уровне 0,5 (рис. 11.18, а). Среднее время задержки распространения – это интер-

вал времени, равный полусумме времен задержки распространения сигнала при включении и выключении логического элемента:

$$t_{зс} = (t_{з01} + t_{з10})/2. \quad (11.6)$$

Помехоустойчивость логического элемента различается статическая и динамическая. Статическая помехоустойчивость определяется как минимальная разность между значениями выходного и входного сигналов данного логического уровня:

$$\begin{aligned} U_{п1} &= U_{вых1} - U_{вх1}, \\ U_{п0} &= U_{вх0} - U_{вых0}. \end{aligned} \quad (11.7)$$

Из (11.7) можно заключить, что статическая помехоустойчивость – это минимальное значение напряжения помехи на выходе ЛЭ, которое может вызвать срабатывание подключенного к нему ЛЭ.

Помехи могут быть импульсными. При малых длительностях помехи, меньших или соизмеримых с $t_{зс}$, этот импульс напряжения может быть значительно больше напряжения статической помехи и не вызывать срабатывания ЛЭ. Это объясняется наличием емкостей между элементами микросхемы, емкостей полупроводниковых структур, проявляющимися при больших частотах сигналов. Динамическую помехоустойчивость обычно характеризуют графиком, связывающим длительность и амплитуду допустимой помехи (рис. 11.18, б).

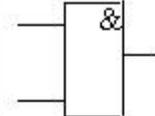
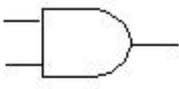
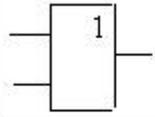
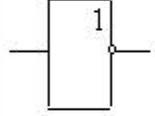
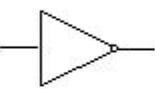
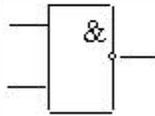
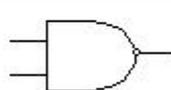
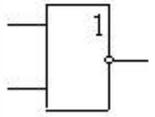
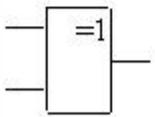
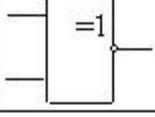
Важным параметром логического элемента является потребляемая мощность $P_{п}$ или ток потребления $I_{п}$, которые приводятся в справочных данных. В целях сравнения между собой микросхем отдельных серий иногда используют интегральный параметр, называемый энергией переключения:

$$\mathcal{E}_{п} = P_{п} \cdot t_{зс}. \quad (11.8)$$

Смысл этого параметра в том, что он характеризует работу, затрачиваемую на выполнение одного переключения.

Условные графические обозначения логических элементов в нашей стране и за рубежом разные, поэтому их соответствие приведено в табл. 11.3.

*Условные графические обозначения
логических элементов*

Вид операции	УГО			
	1	2	3	4
		Российское	Зарубежное	
			Общее	Интегральное исполнение
И				
ИЛИ				
НЕ				
И-НЕ				
ИЛИ-НЕ				
ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ				
ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ				

12. КОМБИНАЦИОННЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

Ранее уже отмечалось, что к комбинационным устройствам относятся функциональные узлы, в которых отсутствуют элементы памяти. Состояние комбинационного узла однозначно определяется комбинацией входных сигналов в данный момент и не зависит от предыдущего состояния. К таким узлам относятся шифраторы, дешифраторы, сумматоры, мультиплексоры, демультиплексоры, компараторы, преобразователи кодов и другие.

12.1. Шифраторы и дешифраторы

Шифратор – это функциональный узел, преобразующий поступающие на его входы сигналы (команды) в n -разрядный двоичный код. «Командами» могут быть, например, десятичные цифры. Построим шифратор, преобразующий десятичные цифры в нормальный двоичный код (НДК). Функциональное описание такого шифратора представим в виде таблицы истинности, в которой кодируемые цифры обозначим переменной x_n , где $n = 0 \dots 9$, а в качестве кода, присваемого кодируемым цифрам, выберем четырехразрядный двоичный код.

Таблица 12.1

Таблица истинности шифратора

Число	Код			
	a_3	a_2	a_1	a_0
x_0	0	0	0	0
x_1	0	0	0	1
x_2	0	0	1	0
x_3	0	0	1	1
x_4	0	1	0	0
x_5	0	1	0	1
x_6	0	1	1	0
x_7	0	1	1	1
x_8	1	0	0	0
x_9	1	0	0	1

В табл. 12.1 числа $a_0 \dots a_3$ представлены как функции аргументов x_n , принимающих различные значения десятичных цифр. Для синтеза схемы, реализующей указанные функции, записываем их представления в аналитической форме по табличным данным: $a_0 = x_1 + x_3 + x_5 + x_7 + x_9$; $a_1 = x_2 + x_3 + x_6 + x_7$; $a_2 = x_4 + x_5 + x_6 + x_7$; $a_3 = x_8 + x_9$. В полученных выражениях знак $+$ обозначает логическую операцию ИЛИ, поэтому очевидная (не минимизированная) структура устройства должна содержать четыре дизъюнктора, каждый из которых имеет разное число входов (рис. 12.1).

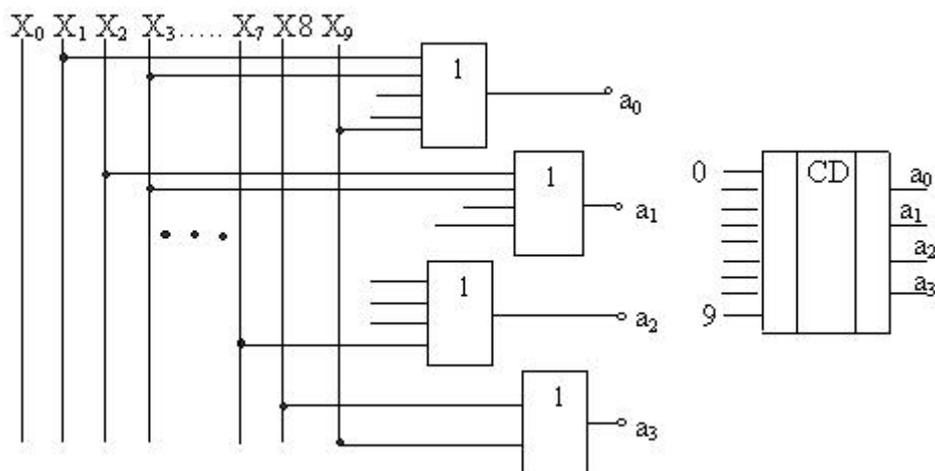


Рис. 12.1. Структурная схема и интегральное изображение шифратора

Дешифратор – это функциональный узел, преобразующий n -разрядный двоичный код в комбинацию выходных сигналов (команд). Этот n -разрядный код дает 2^n наборов входных переменных, которые могут превратиться в 2^n выходных сигналов. В этом случае дешифратор называют полным. Если число выходных сигналов меньше 2^n , то дешифратор неполный.

Рассмотрим методику построения простейшего дешифратора, имеющего два входа и четыре выхода (дешифратор 2 – 4) (табл. 12.2). Составляем таблицу функционирования дешифратора, исходя из его функционального назначения: 2-разрядный код, подаваемый на вход, может быть превращен на выходе в четыре выходных сигнала. Пусть таким выходным сигналом будет позиционный код, в котором значение определяется положением «1» в цепочке «0».

Рассматривая логические переменные « x » как функции входных логических переменных « a », запишем логические выражения для выходных сигналов: $x_0 = \overline{a_0} \cdot \overline{a_1}$; $x_1 = \overline{a_0} \cdot a_1$; $x_2 = a_0 \cdot \overline{a_1}$; $x_3 = a_0 \cdot a_1$.

Таблица 12.2

Таблица истинности дешифратора

Входной код		Выходной сигнал			
a_1	a_0	x_0	x_1	x_2	x_3
0	0	1	0	0	0
1	0	0	1	0	0
0	1	0	0	1	0
1	1	0	0	0	1

Анализ полученных выражений показывает, что структурная схема, реализующая функцию разрабатываемого дешифратора, должна содержать два инвертора и четыре двухвходовых конъюнктора. Син-

тези́рованная таким спосо́бом структу́рная схема и её интегральное изобра́жение показаны на рис. 12.2.

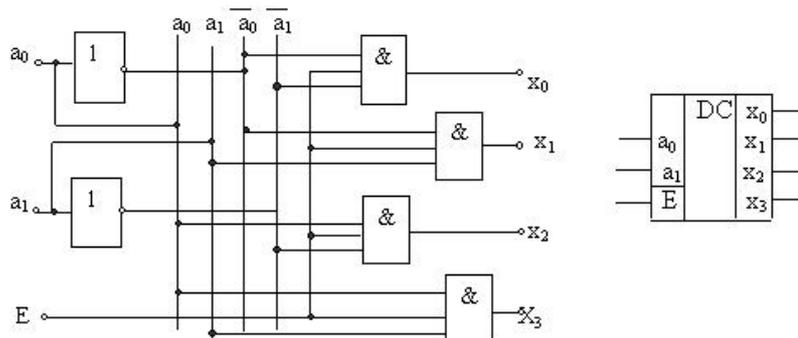


Рис. 12.2. Структурная схема дешифратора 2 – 4 и его интегральное изображение

Реальные дешифраторы обычно снабжены дополнительным входом, разрешающим или запрещающим выполнение основной функции. Например, в схеме (рис. 12.2) можно снабдить каждый конъюнктор дополнительным входом, объединить эти входы и обеспечить внешний доступ к ним (обычно этот дополнительный вход обозначают буквой E). Если на вход E подать логический 0, функции дешифратора будут запрещены, а на выходах установится инверсный (нулевой) уровень выходного сигнала. Логическая 1, установленная на дополнительном входе E , не препятствует работе дешифратора. Аналогичным способом можно синтезировать дешифраторы (1 – 2), (3 – 8) и т.д.

Более сложные дешифраторы можно построить на основе каскадного соединения простых. В качестве примера рассмотрим структурную схему дешифратора (4 – 16), построенного на основе дешифратора (2 – 4) (рис. 12.3).

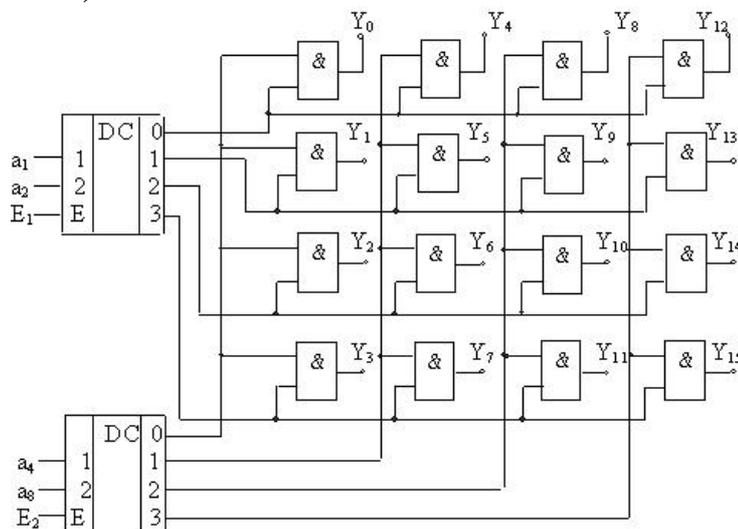


Рис. 12.3. Дешифратор (4 – 16) на основе дешифраторов (2 – 4)

В этом дешифраторе вторая ступень выполнена на матрице двух-входовых конъюнкторов, активируемых сигналами, поступающими с выходов дешифраторов (2 – 4). Запрещение работы дешифратора может осуществляться либо по вертикальным, либо по горизонтальным шинам, при этом на одном из входов разрешения E_1, E_2 должен присутствовать сигнал логического 0. Дешифратор (5 – 32) может быть составлен из одного дешифратора (2 – 4) и четырех дешифраторов (3 – 8), управляемых по входу разрешения выходными сигналами дешифратора (2 – 4) [20].

12.2. Мультиплексоры и демультиплексоры

Мультиплексор – это функциональный узел, который осуществляет управляемую коммутацию логических сигналов с входных линий на одну выходную линию. Коммутация определенной входной линии осуществляется в соответствии с двоичным адресным кодом, установленным на адресных входах мультиплексора.

Если адресный код имеет n разрядов, то можно осуществить 2^n коммутаций входных линий на одну выходную, следовательно, мультиплексор с n -разрядным адресным входом может иметь любое число входных линий, не превышающее 2^n .

В качестве примера рассмотрим методику построения мультиплексора, осуществляющего коммутацию четырех входных линий x_0, x_1, x_2, x_3 на выходную линию Y . Число разрядов адресных входов определяется по выражению $n = \log_2 N$, где N – число входных линий, (n округляется в сторону увеличения). В нашем случае $n = 2$. Для определения структуры составляем таблицу функционирования мультиплексора, обозначив адресные входы символами a_0, a_1 (табл. 12.3).

По данным таблицы можно записать характеристическое уравнение данного мультиплексора:

$$Y = \overline{a_0} \overline{a_1} x_0 + \overline{a_0} a_1 x_1 + a_0 \overline{a_1} x_2 + a_0 a_1 x_3.$$

Таблица 12.3
Таблица истинности
мультиплексора

a_0	a_1	Y
0	0	x_0
0	1	x_1
1	0	x_2
1	1	x_3

Анализ уравнения показывает, что структура мультиплексора должна содержать два инвертора, четыре конъюнктора и один четырехходовый дизъюнктор. Синтезированная по таким признакам схема показана на рис. 12.4.

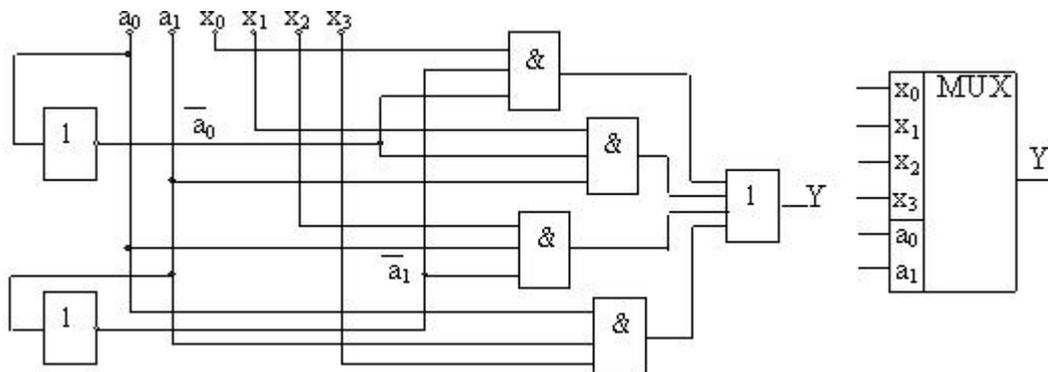


Рис. 12.4. Структурная схема мультиплексора 4 – 1 и его интегральное изображение

Наращивание размерности мультиплексора возможно с помощью пирамидальной структуры из нескольких мультиплексоров меньшей размерности. В этом случае первый каскад должен содержать столько мультиплексоров, сколько необходимо для обеспечения нужного (суммарного) количества входных линий. Мультиплексоры первого каскада адресуются одним и тем же кодом, составленным из соответствующего числа младших разрядов общего адресного кода. Если число адресных разрядов мультиплексоров первого каскада n_1 , а общее число адресных разрядов – n (соответствует суммарному числу адресуемых входных линий 2^n), то мультиплексор второго каскада должен иметь $(n - n_1)$ адресных разрядов.

Например, для построения мультиплексора 32 – 1 на мультиплексорах меньшей размерности, в первом каскаде можно использовать четыре мультиплексора 8 – 1, а во втором каскаде – один мультиплексор 4 – 1. При этом в пятиразрядном адресном коде ($2^5 = 32$) два старших разряда принадлежат мультиплексору второго каскада, а три младших – объединённым адресным входам мультиплексоров первого каскада. Для мультиплексора второго каскада входными линиями являются выходные линии мультиплексоров первого каскада.

Реализация логических функций на основе мультиплексоров. С помощью мультиплексора, имеющего n адресных входов, можно последовательно адресовать на выход 2^n разрядов информационного слова, поданного на информационные входы. Для воспроизведения на выходе мультиплексора значения логической функции, имеющей

n аргументов, используется условие, согласно которому каждому набору аргументов соответствует передача на выход одного из сигналов, поданных на информационные входы. Следовательно, если на адресные входы мультиплексора подать кодовый набор аргументов функции, а на информационные входы – соответствующие значения функции, то получим устройство, воспроизводящее на выходе значения функции, соответствующие набору аргументов этой функции, установленному на адресных входах мультиплексора. На рис. 12.5 приведен пример использования мультиплексора 8 – 1 в качестве логического устройства («универсального логического элемента» согласно [20]) для реализации функции трех аргументов $F(A_4, A_2, A_1)$.

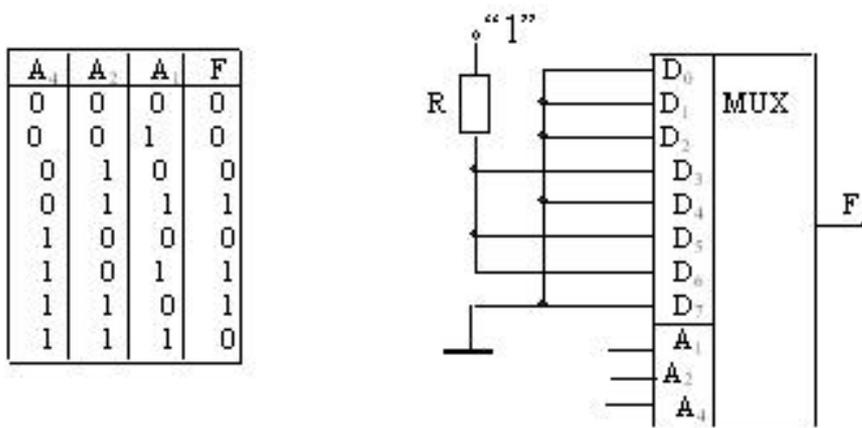


Рис. 12.5. Схема включения мультиплексора 8 – 1 для реализации функции трех аргументов, заданной таблично

Демультимплексор. Демультимплексор выполняет операцию, обратную операции мультиплексора, т.е. передаёт данные из одной входной линии в одну из нескольких выходных линий. Управление коммутацией осуществляется с помощью адресного кода, устанавливаемого на адресных входах, при этом адресуются, в отличие от мультиплексора, не входные, а выходные выводы. В общем случае число выходных линий N определяется разрядностью n -адресного кода согласно соотношению $N = 2^n$. Синтез демультимплексора рассмотрим на примере демультимплексора 1 – 4, для которого $N = 4$. Составляем таблицу истинности (таблицу функционирования), в которой адресный код обозначен символами a_k , выходные линии символами Y_i , а сигнал на входе обозначен символом F (табл. 12.4).

Таблица 12.4

Таблица истинности демультимплексора

		a_0			
0	1	0	1	2	3
		0			
		1			
		0			
		1			

В соответствии с таблицей истинности характеристические уравнения такого устройства будут: $Y_0 = \overline{a_0}a_1F$; $Y_1 = a_0a_1F$; $Y_2 = a_0\overline{a_1}F$; $Y_3 = \overline{a_0}\overline{a_1}F$. Соответствующая этим уравнениям структурная схема должна содержать два инвертора и четыре трёхвходовых конъюнктора (рис. 12.6).

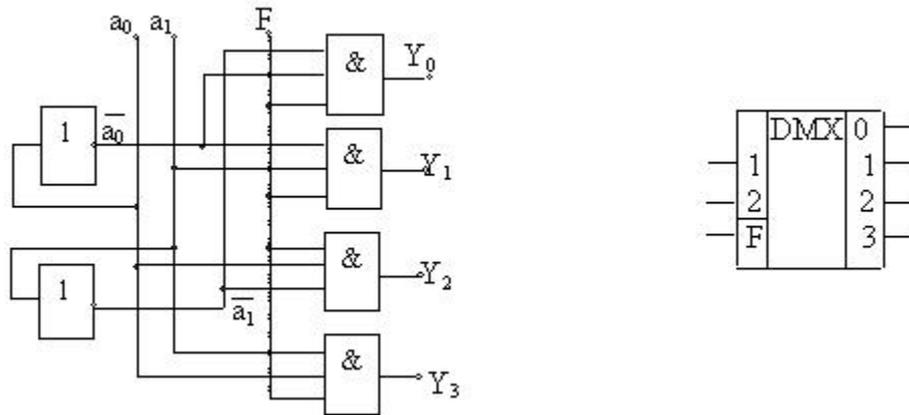


Рис. 12.6. Структурная схема демультиплексора 1 – 4 и его УГО

12.3. Сумматоры

Сумматором называется комбинационный функциональный узел, предназначенный для арифметического сложения двоичных чисел. Основным узлом сумматора является одноразрядный сумматор, на основе которого строятся многоразрядные сумматоры. Одноразрядный сумматор выполняет арифметическое сложение одноразрядных двоичных чисел a_i , b_i и бита переноса c_i из младшего разряда, образуя на выходах значения суммы S_i и бита переноса в старший разряд c_{i+1} . Сумматор, не имеющий бита переноса из младшего разряда, называют полусумматором. Он имеет два входа и два выхода в отличие от «полного» одноразрядного сумматора, имеющего три входа и два выхода. Таблицы истинности для одноразрядных сумматоров показаны в табл. 12.5.

Таблица 12.5

Таблицы истинности сумматора

a_i	b_i	c_i	S_i	c_{i+1}
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

a_0	b_0	S_0	c_0
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

В соответствии с таблицами истинности можно составить характеристические уравнения для одноразрядного полного сумматора и полусумматора:

$$S_i = \overline{a_i}b_i\overline{c_i} + \overline{a_i}b_i c_i + a_i\overline{b_i}\overline{c_i} + a_i\overline{b_i}c_i; \quad S_0 = a_0b_0 + a_0\overline{b_0};$$

$$c_{i+1} = \overline{a_i}b_i + \overline{a_i}c_i + b_i\overline{c_i}; \quad c_0 = a_0\overline{b_0}.$$

По полученным характеристическим уравнениям нетрудно синтезировать структурные схемы, используя нужные логические элементы. Выражение для бита переноса c_{i+1} записано после минимизации полного выражения, полученного из таблицы истинности.

Обычно сумматоры выполняются многоразрядными. Число входов и выходов такого сумматора определяется разрядностью слагаемых. Структуру многоразрядного сумматора определяет способ передачи сигнала переноса от младшего разряда к старшему. Различают два основных вида сумматоров: с последовательным и параллельным переносом. На основе этих вариантов разработано несколько видов сумматоров: для сложения параллельных и последовательных операндов, сумматоры групповой структуры, накапливающие сумматоры и др.

В сумматорах с последовательным переносом выход переноса i -разряда последовательно соединен с входом $(i+1)$ -разряда. Структурная схема такого сумматора показана на рис. 12.7.

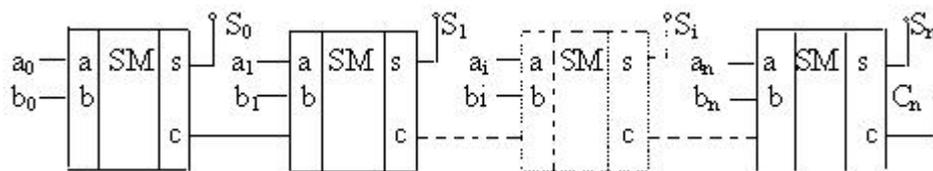


Рис. 12.7. Структурная схема многоразрядного сумматора с последовательным переносом

Важным параметром сумматора является его быстродействие. Для получения максимального быстродействия разработаны сумма-

торы для параллельных операндов с параллельным переносом. В таких сумматорах сигналы переноса для каждого разряда формируются специальными схемами, на входы которых поступают те переменные, которые необходимы для выработки бита переноса. К ним относятся внешний входной перенос (если он есть) и значения всех разрядов слагаемых, младших относительно данного.

Структурная схема сумматора для сложения двух n -разрядных чисел представлена на рис. 12.8, где CR – схемы формирования переносов.

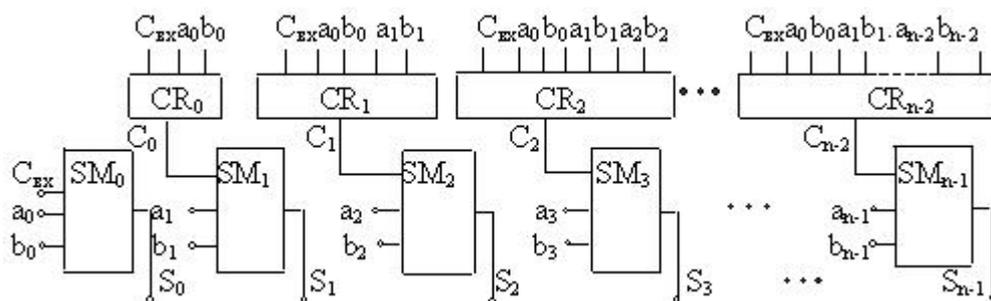


Рис. 12.8. Структурная схема сумматора для сложения двух параллельных операндов с параллельным переносом

Быстродействие в таких сумматорах достигается за счет того, что биты переносов формируются практически одновременно с формированием результата.

Накапливающий сумматор представляет собой сочетание комбинационного сумматора и тактируемого регистра, причем очередное слагаемое добавляется к содержимому сумматора и результат замещает старое значение суммы [20].

12.4. Цифровой компаратор

Компаратор (устройство сравнения) служит для определения соотношения между двумя кодовыми словами. Такими соотношениями можно считать: «меньше», «равно», «больше». Принято считать, что выходные функции, вырабатываемые компараторами, принимают единичные значения, если соблюдаются указанные выше соотношения, и равны нулю, если не соблюдаются. Например, функция равенства $F_{A=B} = 1$, если $A = B$ и равна нулю, если $A \neq B$. С учетом приня-

того соглашения таблица истинности компаратора двух одноразрядных чисел будет выглядеть так, как показано на рис. 12.9.

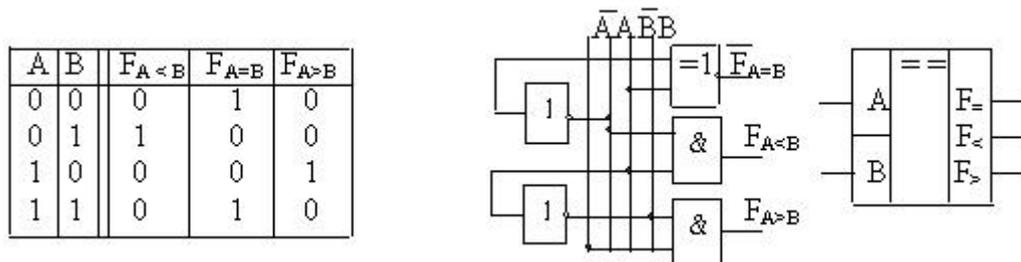


Рис. 12.9. Таблица истинности, структурная схема и условное обозначение компаратора двух одноразрядных слов

Устройства сравнения строятся на основе поразрядных операций над одноименными разрядами обоих слов. Признак равенства разрядов $r_i = A_i \oplus B_i$. Компараторы для слов большей разрядности получают наращиванием размерности путем использования нескольких схем компараторов. Например, для сравнения восьмиразрядных чисел можно использовать две четырехразрядные схемы. Для этой цели в четырехразрядном компараторе предусмотрены три дополнительных входа: $A > B$, $A = B$, $A < B$, к которым подводятся соответствующие выходы схемы, выполняющей сравнение младших разрядов.

12.5. Преобразователи кодов

Преобразователи кодов используются для перевода представления информации из одного кода в другой. Необходимость такого перевода возникает потому, что для представления информации используют различные двоичные и двоично-десятичные коды. Таблицы истинности некоторых кодов для представления десятичных чисел представлены в табл. 12.6.

Синтез преобразователей кодов осуществляется в соответствии с таблицами их функционирования. В качестве примера рассмотрим синтез схемы, преобразующей двоично-десятичный код (8421) в код Айкена (2421). С этой целью каждую переменную кода Айкена будем рассматривать как функцию соответствующих коэффициентов двоично-десятичного кода. В этом случае можно в соответствии

с таблицами составить характеристические уравнения для каждой переменной кода 2421. Например, для переменной k_3 имеем:

$$k_3 = e_3 e_2 e_1 e_0 + e_3 e_2 e_1 e_0.$$

Таблица 12.6

Таблицы истинности некоторых кодов

Десятичное Число	прямой код				обратный код				Дополнительный				Код Грея				Код 8-4-2-1				Код 2-4-2-1				
	a ₁	a ₂	a ₃	a ₄	b ₁	b ₂	b ₃	b ₄	c ₁	c ₂	c ₃	c ₄	d ₁	d ₂	d ₃	d ₄	e ₁	e ₂	e ₃	e ₄	k ₁	k ₂	k ₃	k ₄	
0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1
2	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0
3	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1
4	0	1	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0
5	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1
6	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0
7	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1
8	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1
9	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	1
10	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
11	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1
12	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1
13	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
14	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1
15	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Составив характеристические уравнения для всех переменных кода 2421, можно упростить их по правилам логических преобразований, затем построить структурную схему преобразователя.

Однако более эффективным является метод структурного проектирования с использованием карт Карно. Согласно этому методу составляем карты Карно для переменных k_3, k_2, k_1, k_0 , причем клетки, не заполненные значениями аргументов $e_0 - e_3$, заполняем значениями 1 либо 0, делаем соответствующие объединения и записываем минимизированные выражения для переменных k (рис. 12.10).

k_3					k_2					k_1					k_0				
		$e_0 e_1$																	
$e_2 e_3$	00	10	11	01	$e_2 e_3$	00	10	11	01	$e_2 e_3$	00	10	11	01	$e_2 e_3$	00	10	11	01
00	0	0	0	0	00	0	0	0	0	00	0	0	1	1	00	0	1	1	0
10	0	1	1	1	10	1	0	1	1	10	0	1	0	0	10	0	1	1	0
11	x	x	x	x	11	x	x	x	x	11	x	x	x	x	11	x	x	x	x
01	1	1	x	x	01	1	1	x	x	01	1	1	x	x	01	0	1	x	x

Рис. 12.10. Карты Карно для преобразователя кодов

В результате минимизации получим: $k_3 = e_3 + e_2 e_1 + e_2 e_0$; $k_2 = e_3 + e_2 e_1 + e_2 e_0$; $k_1 = e_3 + e_2 e_1 + e_2 e_1 e_0$; $k_0 = e_0$.

Полученные выражения полностью определяют структуру и состав элементов преобразователя. Однако технологически более

рациональны структуры, выполненные на однотипных логических элементах, например, на элементах И-НЕ. Структурная схема такого преобразователя представлена на рис. 12.11.

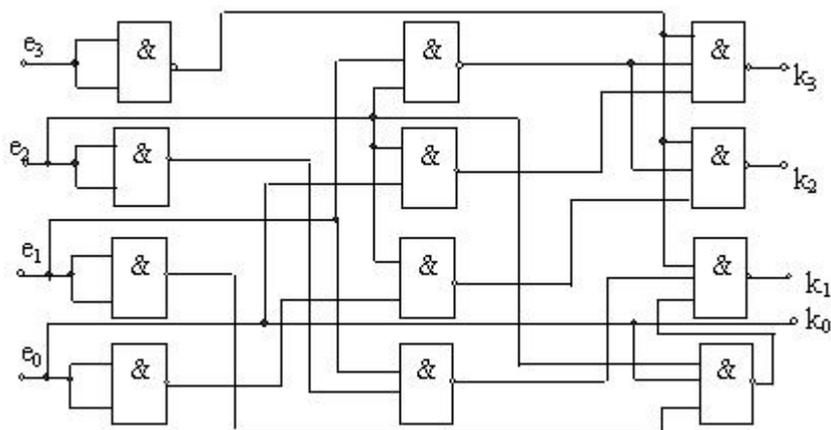


Рис. 12.11. Структурная схема преобразователя кода 8421 в код 2421

12.6. Арифметико-логическое устройство

Арифметико-логическое устройство (АЛУ) – это функциональный узел, предназначенный для реализации арифметических и логических операций по обработке цифровой информации. Типичное АЛУ (обычно четырёхразрядное) имеет входы операндов A и B , входы выбора операций S , вход переноса C_i и вход M (*Mode*), сигнал на котором задает тип выполняемых операций: логические ($M = 1$) или арифметико-логические ($M = 0$). Перечень выполняемых АЛУ операций приведен на рис. 12.12 [20].

Набор логических операций АЛУ позволяет воспроизводить все функции двух переменных. В арифметико-логических операциях сочетаются логические и арифметические операции одновременно. Выражение типа $A \vee \bar{B} + AB$ следует понимать следующим образом: вначале поразрядно выполняется операция инвертирования (\bar{B}), затем логическое сложение ($A \vee \bar{B}$), умножение (AB) и последующее арифметическое сложение.

Для выполнения операций над словами большой размерности АЛУ соединяются друг с другом путем последовательных или параллельных переносов. Организацию параллельных переносов осуществляют с помощью специальных схем-блоков ускоренного переноса, для чего в схеме АЛУ (рис. 12.12) предусмотрены два дополни-

тельных выхода (G, H), позволяющих организовать параллельный перенос.

№	S	Логические функции (M=1)	Арифметико-логические функции (M=0)
0	0000	\overline{A}	$A+C_1$
1	0001	$A \vee B$	$A \vee B + C_1$
2	0010	$\overline{A}B$	$A \vee \overline{B} + C_1$
3	0011	0000	$1111+C_1$
4	0100	$\overline{A}\overline{B}$	$A + \overline{A}B + C_1$
5	0101	\overline{B}	$A \vee \overline{B} + AB + C_1$
6	0110	$A \oplus B$	$A + \overline{B} + C_1$
7	0111	AB	$AB + 1111 + C_1$
8	1000	$\overline{A} \vee B$	$A + AB + C_1$
9	1001	$\overline{A \oplus B}$	$A + B + C_1$
10	1010	B	$A \vee \overline{B} + AB + C_1$
11	1011	AB	$AB + 1111 + C_1$
12	1100	1111	$A + A + C_1$
13	1101	$A \vee \overline{B}$	$A \vee \overline{B} + A + C_1$
14	1110	$A \vee B$	$A \vee \overline{B} + A + C_1$
15	1111	A	$A + 1111 + C_1$

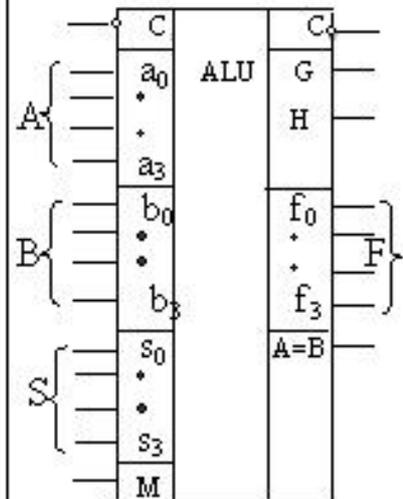


Рис. 12.12. Таблица функций и условное изображение 4-разрядного АЛУ

13. ТРИГГЕРЫ И ЦИФРОВЫЕ АВТОМАТЫ

Триггер – устройство, имеющее два устойчивых состояния, у которого переход из одного состояния в другое происходит при воздействии управляющего сигнала вследствие регенеративного процесса.

Слово триггер означает спусковое устройство – «курок». Отличительной способностью симметричного триггера является свойство запоминания двоичной информации, т.е. *триггер обладает памятью*, под которой подразумевают способность оставаться в одном из двух состояний и после прекращения действия переключающего (управляющего) сигнала. Приняв одно из состояний за «1», а другое за «0», можно считать, что триггер может хранить (помнить) один разряд числа, записанного в двоичном коде, (1 бит).

Регенеративным обычно называют процесс, сопровождающийся самовозбуждением, (самостимулированием). Такой процесс наблюдается в электрической цепи, охваченной положительной обратной связью с петлевым усилением $K\gamma > 1$, он характеризуется резким изменением токов и напряжений в цепи.

13.1. Триггерная схема на двух усилительных каскадах

Рассмотрим принцип действия триггера, для чего возьмем два простейших усилителя и соединим их так, чтобы они были охвачены ПОС (рис. 13.1).

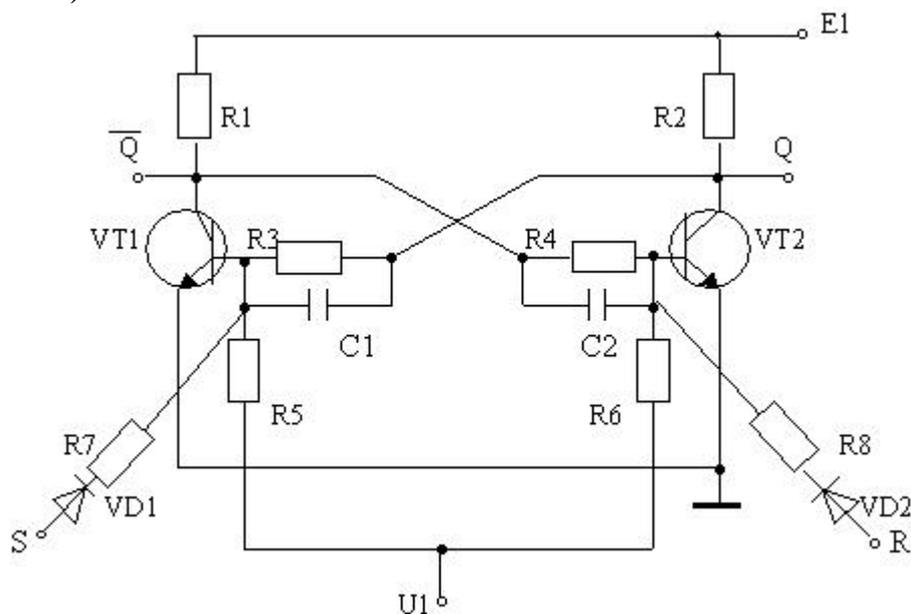


Рис. 13.1. Триггерная схема на двух транзисторах

В схеме (рис. 13.1) возможны теоретически четыре состояния:

- 1) оба транзистора открыты;
- 2) оба транзистора закрыты;
- 3) открыт VT1, VT2 – закрыт;
- 4) VT2 открыт, VT1 – закрыт.

Особенность схемы в том, что первые два состояния являются неустойчивыми.

Предположим, что оба транзистора открыты и находятся в активном режиме. Ввиду симметрии схемы должны быть равны токи коллекторов и токи базы. Неизбежны малейшие флуктуации тока. Например, увеличится чуть-чуть ток коллектора VT1 – это повлечет за собой обязательное уменьшение напряжения на этом коллекторе,

а оно вызовет уменьшение базового тока транзистора VT2, что вызывает увеличение коллекторного напряжения транзистора VT2. В свою очередь это увеличение приведет к увеличению базового тока транзистора VT1, которое вызовет увеличение степени открытия VT1, т.е. дальнейшее уменьшение коллекторного напряжения и увеличение коллекторного тока транзистора VT1. Процесс носит лавинообразный характер и будет продолжаться до тех пор, пока не прекратится действие положительной обратной связи. Это произойдет, когда транзистор VT1 войдет в режим насыщения, а транзистор VT2 – в режим отсечки. Триггерная схема (триггер) окажется в устойчивом состоянии.

Совершенно аналогично будут проходить процессы, если начнет изменяться ток транзистора VT2. Параметры схемы могут быть подобраны так, что открытый транзистор насыщен, либо находится на границе активной области и не входит в режим насыщения. В первом случае триггер называется насыщенным, во втором – ненасыщенным.

В одном из устойчивых состояний триггер может находиться как угодно долго до момента, пока не поступит сигнал от внешнего источника управляющего напряжения. Управляющее напряжение можно вводить различными способами, например, через входные диоды VD1, VD2.

Пусть транзистор VT2 – закрыт, а VT1 – открыт. Подадим открывающий импульс в цепь базы транзистора VT2. Как только появится ток коллектора VT2, транзистор VT1 выйдет из насыщения, возникнет регенеративный процесс, приводящий к опрокидыванию триггера, т.е. транзистор VT2 откроется, VT1 закроется. Конденсаторы, показанные в схеме, не изменяя сути процесса, предназначены для ускорения этого процесса.

Чтобы перевести триггер в другое устойчивое состояние, нужно подать управляющий импульс теперь на базу другого транзистора (VT1), который находится в состоянии отсечки. Процесс пройдет аналогично. Если бы вместо этого мы подали открывающий импульс вновь на транзистор уже открытый, это не изменило бы состояния триггера.

Если подать открывающие импульсы на оба транзистора, они оба могут открыться, но после снятия импульса возникнет неопределенность, так как любой из транзисторов окажется в запертом состоянии. Следовательно, такая комбинация управляющих импульсов должна быть запрещена.

У рассматриваемого триггера два информационных входа и два выхода. Они имеют специфические названия: один из выходов называют прямым и обозначают буквой Q (quit – покидать, оставлять), другой – инверсным и обозначают \bar{Q} , т.е. сигнал противоположен первому. Состояние триггера чаще всего отождествляют с сигналом на прямом выходе. Считается, что триггер «установлен», если $Q = 1$, ($\bar{Q} = 0$), т.е. находится в единичном состоянии.

Триггер «сброшен», «погашен», т.е. находится в нулевом состоянии, если $Q = 0$, ($\bar{Q} = 1$). Когда управляющие входы (R и S) не активны (в данном случае $R = 0$, $S = 0$), триггер находится в режиме хранения. Различают три состояния триггера: установлен, сброшен, хранение. Вход, по которому триггер устанавливается в единичное состояние, обозначают входом S (set – установка). Вход, по которому триггер устанавливается в нулевое состояние, обозначают R (reset – возврат). В нашем случае, если мы обозначили Q и \bar{Q} вход S будет на схеме слева, а вход R – справа.

13.2. RS-триггеры на логических элементах

Триггерную схему, рассмотренную выше, называют *RS-триггером*. Проще всего триггер можно построить на логических элементах, соединяя их по кольцевой схеме так, что вход одного логического элемента является выходом второго, как показано на рис. 13.2.

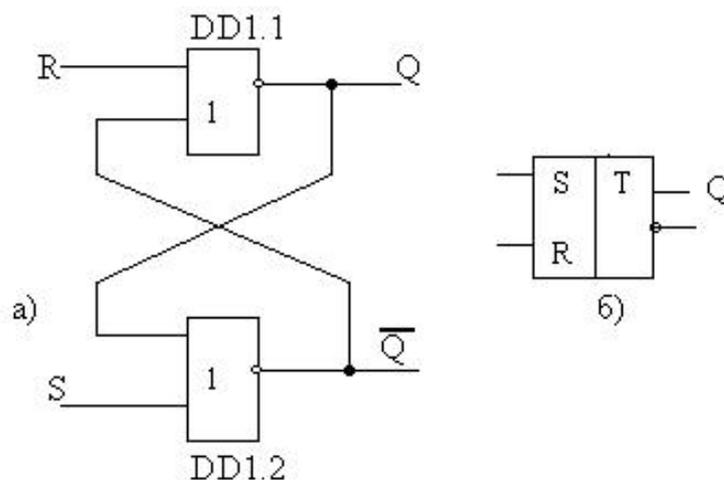


Рис. 13.2. RS-триггер на элементах ИЛИ-НЕ:
а – структурная схема, *б* – условное графическое обозначение (УГО)

Предположим, что $Q = 1, R = 0, S = 0$, тогда на входах DD1.2 есть сигналы $Q = 1, S = 0$, на выходе будет $\bar{Q} = 0$; на входах DD1.1 будут $R = 0, \bar{Q} = 0$, на выходе $Q = 1$, т.е. такое состояние будет устойчивым и поддерживать само себя.

Подадим на вход сигнал $R = 1$, тогда на выходе микросхемы DD1.1 получим $\bar{Q} = 0$, на входе DD1.2 будем иметь $Q=0, S=0$ – на выходе $\bar{Q}=1$, этот сигнал поступит на вход DD1, будем на входе иметь $R=1, \bar{Q}=1$, на выходе $Q=0$, т.е. подтверждаем новое состояние. Если теперь сделать $R=0$, положение не изменится: на выходе DD1.1 $Q=0$, на выходе DD1.2 $\bar{Q}=1$, т.е. триггер принял состояние «сброшен». Рассуждая аналогично, приходем к выводу, что при подаче на вход сигнала $S=1$ триггер установится в состояние «1». Последовательность изменения состояний на выходах триггера после подачи сигналов управления на его входы можно показать на диаграммах сигналов.

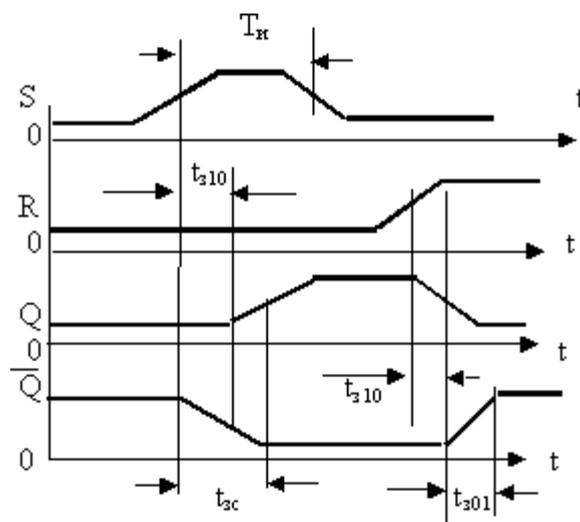


Рис. 13.3. Диаграммы сигналов RS-триггера

На рис. 13.3 обозначено:

t_{210} – время задержки переключения логического элемента DD1.2 из «1» в «0» под действием сигнала S , либо переключения логического элемента DD1.1 под действием сигнала R ;

t_{201} – время задержки переключения логического элемента DD1.1 из «0» в «1» под действием сигнала R ;

t_{3c} – среднее время перехода сигнала на выходе триггера из одного состояния в другое.

Условно считается, что действие переключающего сигнала по изменению состояния других сигналов начинается с момента достиже-

ния этим сигналом половины своего уровня. Анализируя при этих условиях диаграммы сигналов, изображенные на рис. 13.3, можно сделать следующие выводы:

1. Для надежного переключения триггера входными сигналами минимальная длительность импульса T_u должна выбираться из условия:

$$T_u = 2 t_{zc}.$$

2. Учитывая разброс средних значений времени задержки и появления сигналов на входах, для предотвращения сбоев, т.е. нарушения порядка переключения, следует обеспечивать паузу между фронтами и срезами управляющих сигналов. С этой целью для триггера должно быть определено «разрешающее» время – минимальный интервал времени между моментами посылок входных импульсов:

$$T_p = 3 t_{zc}.$$

3. Максимальная частота переключения может быть определена как величина обратная разрешающему времени:

$$f_{max} = 1/T_p = 1/3t_{zc}, \text{ (если } t_{zc} \text{ измерять в мкс, то } f_{max} \text{ – в МГц).}$$

Состояние триггера обычно отражают в таблицах состояния. Для RS-триггера на логических элементах ИЛИ-НЕ эта таблица будет выглядеть так, как показано в табл. 13.1, где $t, (t+1)$ – дискретные моменты времени до и после воздействия входных сигналов; Q^n, Q^{n+1} – состояния до переключения и после него; X – неопределенное состояние. В табл. 13.1 видно, что при наличии или подаче «0» на входы R и S на выходе будет сохраняться предыдущее значение Q^n .

Таблица 13.1
Таблица состояний
RS-триггера

t		t+1
R	S	Q^{n+1}
0	0	Q^n
0	0	1
1	1	0
1	1	X

Часто можно встретить в литературе упрощенные временные диаграммы, в которых не показывают наклоны фронтов и спадов сигналов. Такие диаграммы можно использовать для определения общей картины, но для подробного анализа они мало пригодны (рис. 13.4).

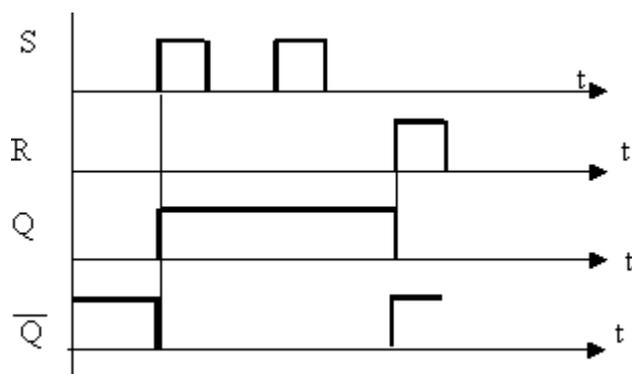


Рис. 13.4. Упрощенные временные диаграммы сигналов RS-триггера

RS-триггер может быть построен не только на логических элементах ИЛИ-НЕ, но и на элементах И-НЕ (рис. 13.5), причём управление таким триггером осуществляется логическим сигналом низкого уровня.

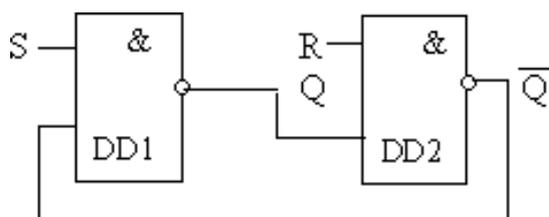


Рис. 13.5. Структурная схема RS-триггера на логических элементах И-НЕ

Состояния триггера при различных сочетаниях входных сигналов показаны в табл. 13.2. Анализ структурной схемы и таблицы показывает, что «активным», т.е. изменяющим состояние триггера логическим уровнем в рассматриваемом триггере является уровень «0».

Таблица 13.2

Таблица состояний RS-триггера на логических элементах И-НЕ

t		t+1
R	S	Q^{n+1}
1	1	Q^n
1	0	1
0	1	0
0	0	X

Упрощенные диаграммы сигналов будут выглядеть следующим образом (рис. 13.6):

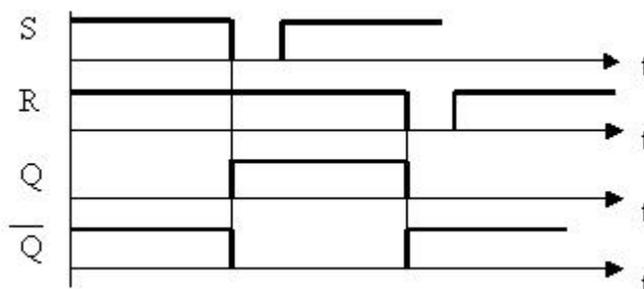


Рис. 13.6. Диаграммы сигналов RS-триггера на элементах И-НЕ

Триггеры являются схемной реализацией элементарных *цифровых автоматов*, т.е. устройств, которые можно описать с помощью конечных множеств входных сигналов $x(t)$ (входного алфавита), выходных сигналов $Y(t)$ (выходного алфавита), функций переходов F_n , конечного множества внутренних состояний $q(t)$ и функций выходов $F_{\text{вых}}$ [19]. При этом используется понятие дискретного времени t , $(t + 1)$, $(t - 1)$ и т.д., т.е. моменты текущий, последующий и предыдущий (подробнее см. п. 13.7). Если текущее состояние $Q(t)$, то $Q(t+1) = F_n [Q(t), x(t)]$, $Y(t) = F_{\text{вых}} [Q(t), x(t)]$, где: $x(t)$ – входной сигнал; $Y(t)$ – выходной сигнал.

Например, анализируя таблицы состояний рассмотренных ранее триггеров, можно записать их функции переходов:

– RS-триггер на элементах ИЛИ-НЕ: $Q(t+1) = S(t) + Q(t) R(t)$;
 $RS = 0$.

– RS-триггер на элементах И-НЕ: $Q(t+1) = S(\bar{t}) + Q(t) R(t)$;
 $R + S = 1$.

Функциональное назначение RS-триггера – реализация задержки на такт или запоминание значения двоичной переменной.

Рассмотренные RS-триггеры являются *асинхронными*, т.е. такими, в которых переключения ЛЭ (логических элементов) происходят только как следствие изменения сигналов на входе. Физически после каждого переключения входного сигнала имеет место переходный процесс, состоящий в переключении связанных между собой ЛЭ, и этот процесс заканчивается переходом триггера в новое состояние, сохраняющееся до нового переключения. Поэтому можно условно принять временной интервал между двумя соседними переключениями на входе, равный условной единице ($t = 1$). Тогда к началу каждо-

го переключения условное (дискретное) время принимает целочисленные значения, для которых состояние триггера можно предсказать, так как к моменту нового переключения переходный процесс предыдущего переключения уже завершен. Этим объясняется форма записи функций переходов триггера.

Асинхронные RS-триггеры используются и как самостоятельные изделия, но чаще всего в составе более сложных триггерных схем.

Помимо асинхронных RS-триггеров очень часто используются *тактируемые (синхронизированные)* RS-триггеры. Тактируемые триггеры имеют на входе ЛЭ, входы которых соединены так, чтобы образовать вход *C-тактовый вход* (рис. 13.7).

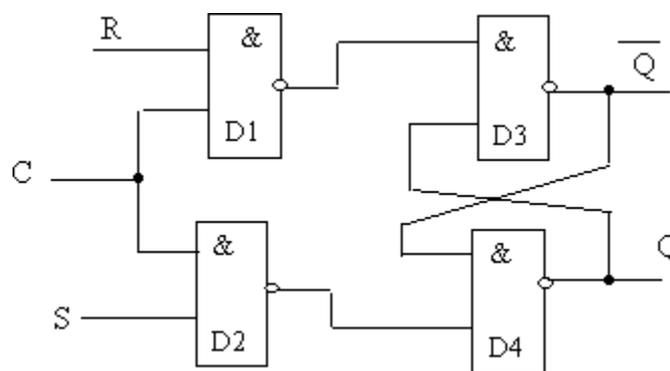


Рис. 13.7. Структурная схема тактируемого уровнем сигнала RS-триггера

Пусть $S = 1$, $C = 1$, $R = 0$, тогда должно быть. $Q = 1$, $(\overline{Q} = 0)$, так как асинхронный триггер D3, D4 устанавливается в 1 сигналом 0.

Тактируемые RS-триггеры при наличии тактового импульса действуют как асинхронные, поэтому смена сигналов на информационных входах должна происходить только в паузах между тактовыми импульсами, иначе возникнут нарушения в работе – сбои. Как отмечалось ранее, для RS-триггера есть сочетание входных сигналов, после снятия которых триггер может принять любое из двух состояний, причем это состояние заранее не определено.

13.3. Разновидности RS-триггеров

Подключая к входам RS-триггера схему управления из ЛЭ, включенных определенным образом, можно обеспечить такое положение, что при всех комбинациях входных сигналов сигналы на вы-

ходе будут иметь заведомо известные состояния. В литературе можно встретить S-триггеры, R-триггеры, E-триггеры, как разновидности RS-триггеров. S-триггер принимает единичное состояние при запрещенной для RS-триггера комбинации; R-триггер принимает нулевое состояние; E-триггер принимает состояние, в котором он был до подачи запрещенной комбинации. Триггер, меняющий свое состояние на противоположное после действия запрещенной для RS-триггера комбинации, относится к JK-триггерам, причем вход J соответствует входу S, а вход K – входу R. Каждый из этих триггеров может быть асинхронным либо тактируемым. Кроме того они могут быть с прямым, либо с инверсным управлением, тогда их можно обозначить как \bar{S} -триггер, \bar{R} -триггер, \bar{E} -триггер, $\bar{J}\bar{K}$ -триггер. Сводная таблица асинхронных RS-триггеров (табл. 13.3) и структурные схемы E и R-триггеров (рис. 13.8) представлены ниже (прямое управление триггерами).

Таблица 13.3

Сводная таблица RS-триггеров

Такт n		Такт (n+1)			
S (J)	R (K)	Тип триггера			
		S-триггер	R-триггер	E-триггер	JK-триггер
0	0	Q_n	Q_n	Q_n	Q_n
0	1	0	0	0	0
1	0	1	1	1	1
1	1	1	0	Q_n	Q_n

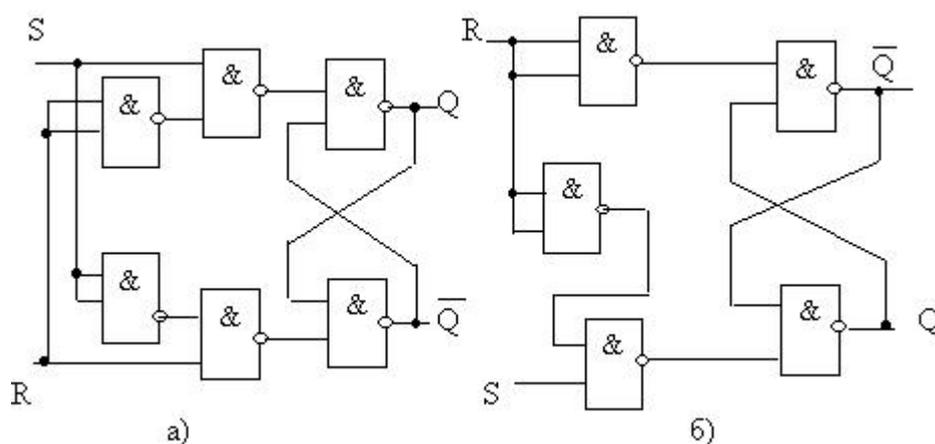


Рис. 13.8. Структурные схемы E-триггера (а), R-триггера (б)

Двухступенчатый RS-триггер (MS-триггер). MS-триггер состоит из двух последовательно включенных синхронных RS-триггеров. Один из триггеров называют M-триггер (master – хозяин), другой S-триггер (slave – раб) (рис. 13.9).

Благодаря общему синхросигналу C вся схема функционирует как единое целое и называется двухступенчатым или MS-триггером (flip-flop). В этом триггере при $C = 1$ разрешается действие M-схемы: она действует как синхронизируемый RS-триггер, однако \bar{C} обеспечивает режим хранения на выходах Q_s, \bar{Q}_s .

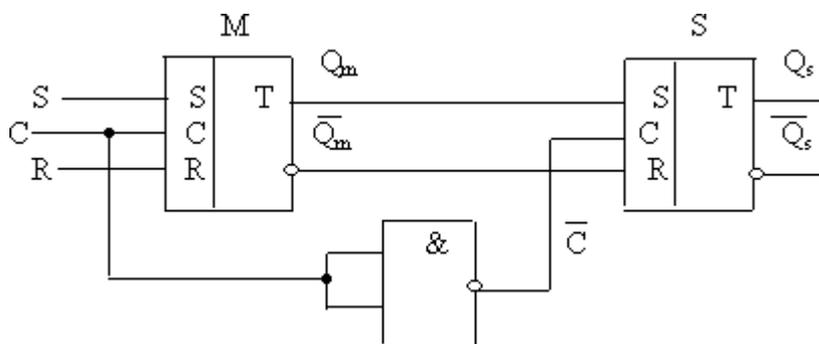


Рис. 13.9. Структурная схема MS-триггера

При $C = 0$ обеспечивается режим хранения на выходах Q_m, \bar{Q}_m , а вторая ступень действует как синхронизируемый RS-триггер, так как $C = 1$ и на выходах Q_s, \bar{Q}_s будут устанавливаться значения, соответствующие предыдущему состоянию Q_m, \bar{Q}_m . Работу MS-триггера можно показать с помощью упрощенных временных диаграмм сигналов (рис. 13.10).

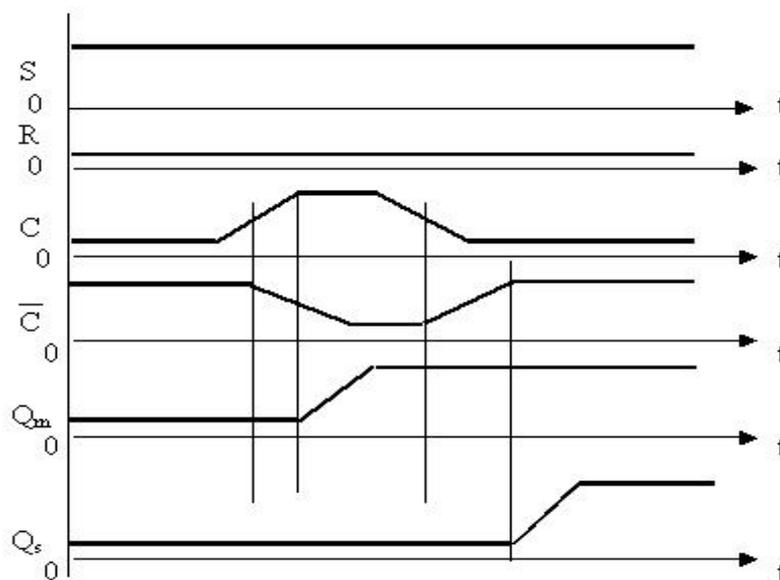


Рис. 13.10. Временные диаграммы сигналов двухступенчатого RS-триггера

На входах R и S уровни сигналов должны быть установлены заранее, а управление делается сигналом C. Анализ диаграмм (рис. 13.10) показывает, что информация, поступившая на входы R и S принимается в M-триггер, когда сигнал C изменится от 0 к 1 (по фронту). Но пока C = 1, эта информация не приходит в S-триггер, так как инверсией $\bar{C} = 0$ закрыты входные конъюнкторы S-схемы. Эти конъюнктеры откроются лишь тогда, когда сигнал $\bar{C} = 0$ изменится от 0 к 1, т.е. по спаду синхронного сигнала C. Только после этого информация с выхода Q_m попадет на выход Q_s, т.е. триггер меняет свое состояние по срезу C-сигнала.

Срезом C-сигнала должен предшествовать интервал подготовки, в течение которого входные сигналы на входах R и S не должны меняться. Иначе, если срез C-сигнала наложится на процесс переключения M-схемы, правильную работу гарантировать нельзя. Так как входные конъюнктеры закрываются срезом синхроимпульса, то они не пропустят никаких изменений входного сигнала после этого, т.е. управляющие сигналы можно обновлять тоже по срезу (сразу после него) синхроимпульса. Рассмотренный принцип построения двухступенчатого триггера лежит в основе принципа динамического управления триггером, при котором существенно повышается помехоустойчивость триггерной системы.

Действие рассмотренных триггеров аналитически описывается так называемыми уравнениями состояний, в которых показано, под действием каких сочетаний входных логических сигналов триггер изменяет состояние на выходе. Для несинхронизируемых триггеров эти уравнения показаны ниже:

$$\begin{aligned} \underline{RS}\text{-триггер:} & \quad Q(t+1) = \underline{S}(t) + Q(t) \overline{R}(t), RS=0; \\ RS\text{-триггер:} & \quad Q(t+1) = S(t) \pm Q(t) \underline{R}(t), R + S = 1; \\ \text{ИК-триггер:} & \quad Q(t+1) = I(t) \overline{Q}(t) + K(t) Q(t). \end{aligned}$$

Рассмотрев основные принципы построения триггеров можем сделать классификацию триггеров. Триггеры классифицируют по способу записи информации и функциональному признаку. По способу записи различают *тактируемые* (синхронизируемые) и *асинхронные* (несинхронизируемые) триггеры. У асинхронного триггера изменение его состояния происходит непосредственно с приходом управляющего сигнала. В синхронизируемых триггерах кроме информационных входов имеются так называемые *входы синхронизации* (*тактовые входы*). Изменение состояния тактируемого триггера при наличии на входах информационных сигналов может произойти

только после подачи на тактовые входы соответствующих разрешающих сигналов. Причем разрешающий сигнал может быть подан либо в виде потенциала (статическое управление), либо в виде перепада (динамическое управление). Классификация триггеров по функциональному признаку представлена на рис. 13.11:

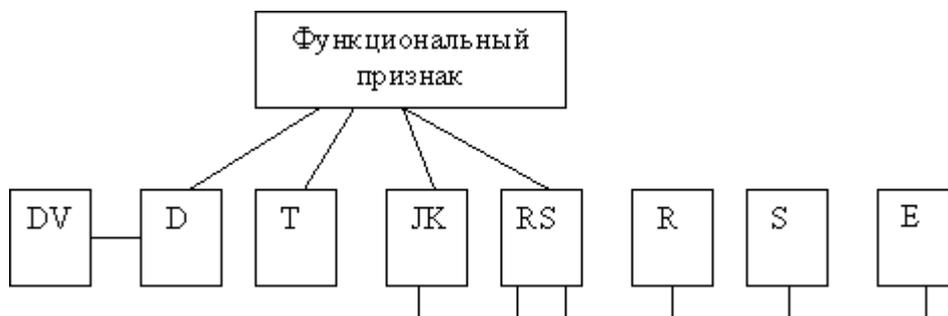


Рис. 13.11. Классификация триггеров

Основой классификации по функциональному признаку является способ организации логических связей между входами и выходами в определенные (дискретные) моменты времени (t , $t+1$, $t-1$). Название триггера отражает особенности его управления и характеризует вид логического уравнения (уравнение состояния), описывающего его функционирование при подаче соответствующих сигналов.

Ввиду разнообразия различных видов триггеров общеприняты обозначения входов и выходов триггеров, которые применяются в основных видах УГО (условных графических обозначений). Ранее было отмечено, что состояние триггера отождествляют с сигналом на его прямом выходе: триггер находится в единичном состоянии (установлен) при $Q = 1$ ($\overline{Q} = 0$) и в нулевом состоянии («сброшен»), если $Q = 0$ ($\overline{Q} = 1$). Входы имеют следующие обозначения:

S – вход для отдельной установки триггера в состояние 1;

R – вход для отдельной установки триггера в состояние 0;

J – вход для установки триггера в состояние 1;

K – вход для сброса этого триггера;

T – счетный вход;

D – информационный вход для установки или сброса триггера;

C – тактовый вход;

E – дополнительный управляющий вход для разрешения приема информации (ранее был V-вход согласно ГОСТ2743-72, отсюда остались названия DV, TV-триггеры).

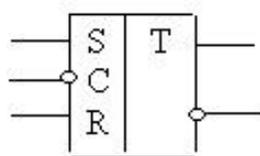
Срабатывание по фронту либо по спаду импульса отмечается знаками:

- срабатывание по фронту (перепаду от 0 к 1, \nearrow);
- срабатывание по спаду (перепаду от 1 к 0, \searrow).

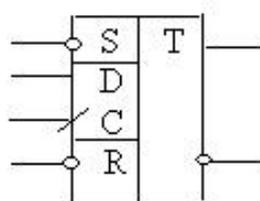
Если триггер управляется инверсным сигналом (логическим нулем), то это показывается кружком, располагаемым на конце входного вывода.

Если требуется указать инверсный выход, то кружок ставят в начале выходного вывода: вход $\text{---}\circ$, $\circ\text{---}$ – выход.

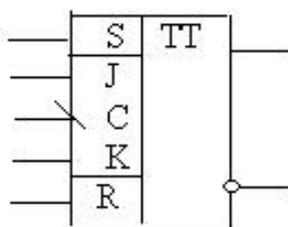
Выходы всегда указываются с правой стороны прямоугольника, изображающего триггер (рис. 13.12).



RS-триггер, синхронизируемый нулем



D-триггер, срабатывающий по фронту синхроимпульса с входами независимой установки



JK-триггер, срабатывающий по срезу синхроимпульса.

Рис. 13.12. Примеры УГО триггеров

13.4. JK-триггеры

JK-триггер носит название универсального триггера, так как используется во многих устройствах (регистры, счетчики, делители частоты и т.п.) чаще других за счет того, что легко преобразуется в триггеры других видов.

JK-триггер с потенциальным (статическим) управлением может быть построен на базе RS-триггера (рис. 13.13) путем введения дополнительных элементов и цепей обратной связи.

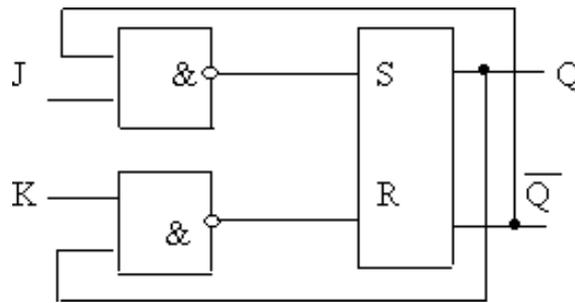


Рис. 13.13. Структурная схема JK-триггера со статическим управлением

Функция переходов (уравнение состояния) имеет вид:

$$Q(t+1) = J(t) Q(t) + K(t) \overline{Q(t)}.$$

JK-триггеры обычно выполняются синхронными и двухступенчатыми, что расширяет их возможности и повышает помехоустойчивость. Логическая структура двухступенчатого JK-триггера представлена на рис. 13.14. Эта структура отличается от рассмотренной ранее двухступенчатой структуры RS-триггера наличием обратных связей с выхода на вход.

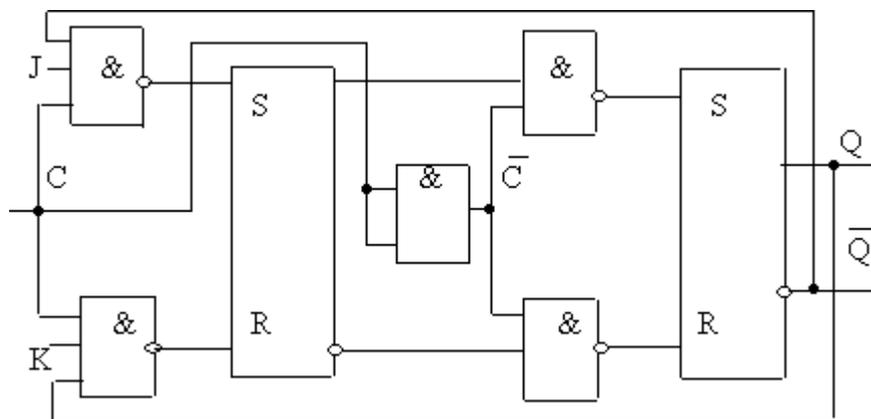


Рис. 13.14. Структурная схема двухступенчатого JK-триггера, срабатывающего по спаду синхроимпульса

Можно видеть, что схема отличается от MS-триггера наличием цепей обратной связи и трехходовыми элементами И в первой ступени (в М-схеме). При любом состоянии триггера сигналы обратной связи открывают для С-сигнала (при $J = K = 1$) именно тот конъюнктор, пройдя через который С-сигнал переведет триггер в противоположное состояние. Данные о функционировании JK-триггера приведены в табл. 13.4.

Таблица 13.4

Таблица функционирования JK-триггера

C	J	K	Q (t+1)	Режим
X	0	0	Q(t)	Хранение
↓	0	1	0	Сброс
↓	1	0	1	Установка
↓	1	1	Q(t)	Счетный

Главное условие правильной работы остается прежним: во время изменения синхросигнала не должны меняться сигналы на информационных входах J, K.

13.5. D-триггер и T-триггер

D-триггер. D-триггер имеет один информационный вход; сигнал на выходе D-триггера повторяет сигнал на входе D, существовавший в предыдущем такте, т.е. D-триггер «запоминает» этот сигнал до следующего такта. Функция переходов имеет вид:

$$Q(t+1) = D(t).$$

Можно сказать, что D-триггер задерживает на один такт информацию, существовавшую на входе D. D-триггеры выполняются тактируемыми. Логическая структура D-триггера со статическим управлением, построенного на базе RS-триггера с тактированием потенциалом (уровнем) синхронизирующего сигнала, представлена на рис. 13.15.

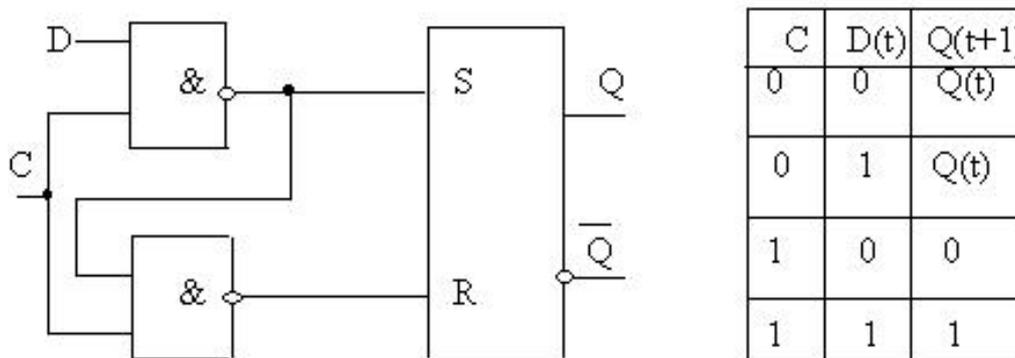


Рис. 13.15. Структурная схема и таблица функционирования D-триггера с потенциальным управлением

Принцип действия рассматриваемого D-триггера поясняется диаграммами сигналов, приведенными на рис. 13.16.

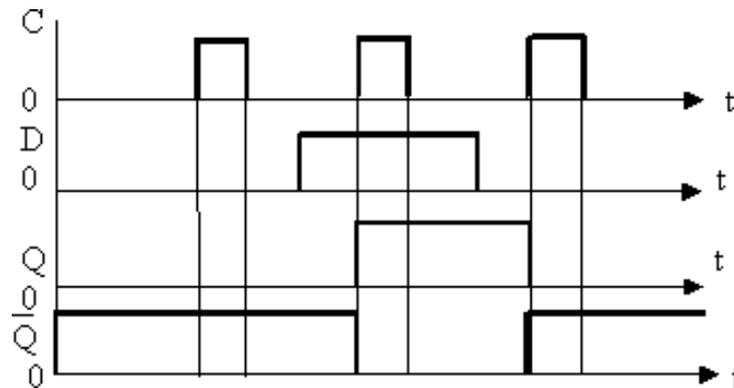


Рис. 13.16. Диаграммы сигналов D-триггера

Из диаграмм видно, что D-триггер осуществляет «задержку» появления, (исчезновения) импульса на выходе на промежутки времени между фронтом импульса и фронтом (спадом) сигнала на D-входе.

D-триггер, как и любой другой, может быть построен не только на элементах И-НЕ, но и на других: ИЛИ-НЕ, И-ИЛИ-НЕ. При этом удастся совместить функции триггерной ячейки и комбинационной логической схемы. Примером может служить DV-триггер на элементах И-ИЛИ-НЕ (рис. 13.17).

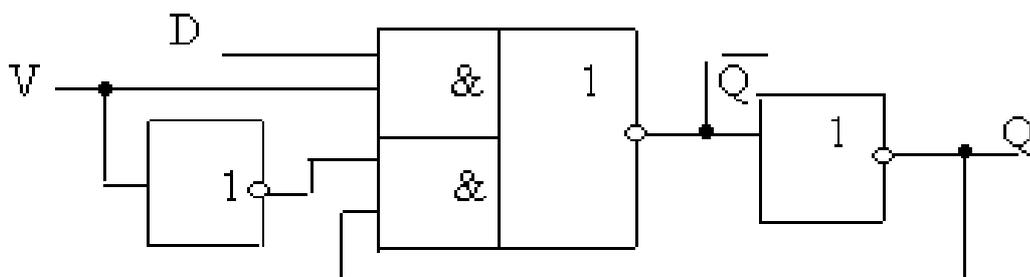


Рис. 13.17. Структурная схема DV-триггера

Характеристическое уравнение для DV-триггера имеет вид:

$$Q(t+1) = V(t) D(t) + \bar{V}(t) Q(t).$$

DV-триггер позволяет получить: при $V = 1$ $Q(t+1) = D(t)$;
при $V = 0$ $Q(t+1) = Q(t)$.

Лучшими функциональными характеристиками обладает D-триггер с динамическим управлением, так называемый шестиэлементный триггер (триггер Вебба) (рис. 13.18) [22].

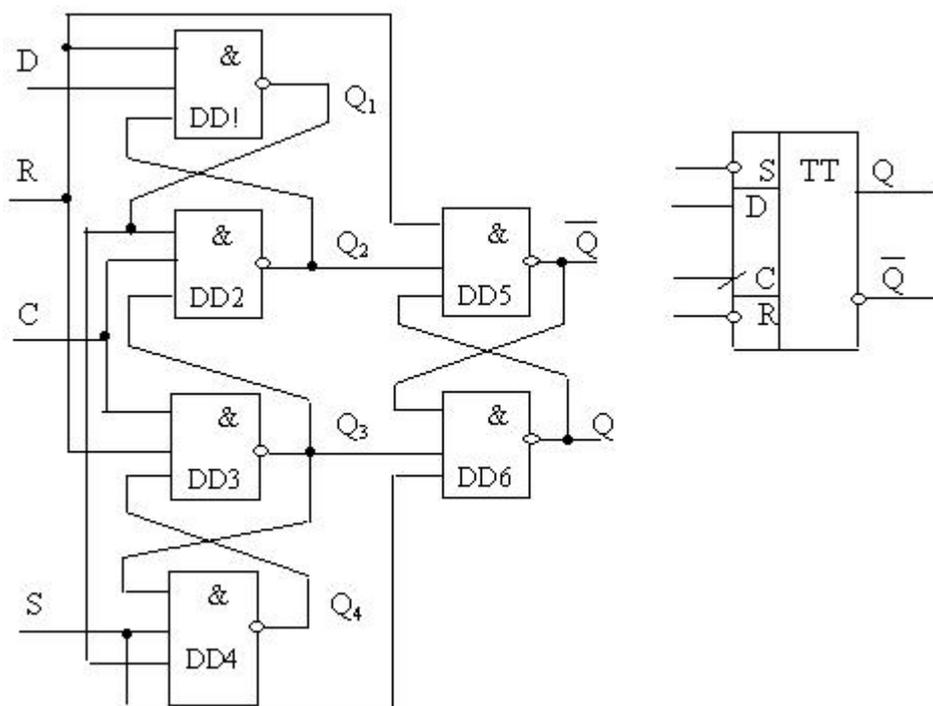


Рис. 13.18. Структурная схема и УГО шестиэлементного D-триггера

В структуре (рис. 13.18) имеются шесть элементов И-НЕ, образующих попарно три элементарных триггера. Дополнительные входы асинхронного управления R, S действуют независимо от D-входа и служат для асинхронной установки или сброса триггера.

Если $C=0$, на выходе $Q_2 = Q_3 = 1$ и триггер DD5, DD6 находится в режиме хранения $Q = Q(t)$. Состояние элементов DD1 и DD4 определяется сигналами $D(t)$: если $D = 0$, то $Q_1 = 1$, $Q_4 = Q_3 \cdot Q_1 = 0$; если $D = 1$, то $Q_1 = Q_2 \cdot D = 0$, $Q_4 = 1$.

Если $C = 0$, а сигнал на входе D изменится, то это отразится лишь на состоянии Q_1 , Q_4 , но на выходах схемы это не отразится.

С приходом сигнала $C = 1$ (при изменении от 0 до 1) возникает такая комбинация сигналов Q_2 , Q_3 , которая приводит выходную триггерную ячейку в состояние, которое было на входе $D(t)$. УГО триггера отражает тот факт, что «активным» уровнем для входов R, S является низкий логический уровень входного сигнала.

Режимы работы триггера отражены в таблице состояний (табл. 13.5).

D-триггеры очень часто используются в различных схемах: регистрах, счетчиках. Это объясняется тем, что D-триггеры позволяют построить схемы с малой вероятностью ложных срабатываний.

Таблица 13.5

Таблица состояний шестиэлементного D-триггера

Операция	Вход				Выход	Режим	
	S	R	C	D(t)	Q(t+1)		
Загрузка 0 Загрузка 1	1 1	1 1	↑	0 1	0 1	Синхронный	
Хранение Хранение Хранение	1 1 1	1 1 1	↓ 0 1	X X X	Q(t) Q(t) Q(t)		Хранение
Установка 1 Установка 0	0 1	1 0	X X	X X	1 0	Асинхронный	

Т-триггер. Т-триггер – это логическая схема с двумя устойчивыми состояниями и одним информационным входом, изменяющая свое состояние на противоположное всякий раз, когда на вход Т поступает управляющий сигнал.

Т-триггер – единственный вид триггера, состояние которого в текущий период определяется собственным состоянием в предыдущем периоде. Самостоятельных Т-триггеров не выпускают. Основной способ построения Т-триггеров – введение соответствующих обратных связей в тактируемых – RS, JK, D-триггерах.

Т-триггер называют также *счетным триггером* (триггером со счетным входом). Его применяют в основном для счета входных импульсов и деления частоты этих импульсов. Применение Т-триггеров в счетчиках обусловлено тем, что каждому входному импульсу соответствует одно срабатывание, т.е. число срабатываний триггера соответствует числу импульсов.

Деление частоты Т-триггером следует из принципа его действия. Каждому периоду изменения входного сигнала соответствует половина периода на выходе (двум периодам соответствует один), т.е. частота выходного сигнала оказывается в два раза ниже частоты входного. Импульсы на выходе Т-триггера имеют равные длительность паузы и ширину импульса независимо от скважности входного

периодического сигнала. Последовательность таких импульсов называют *меандром*. Диаграммы сигналов и таблица состояний Т-триггера показаны на рис. 13.19.

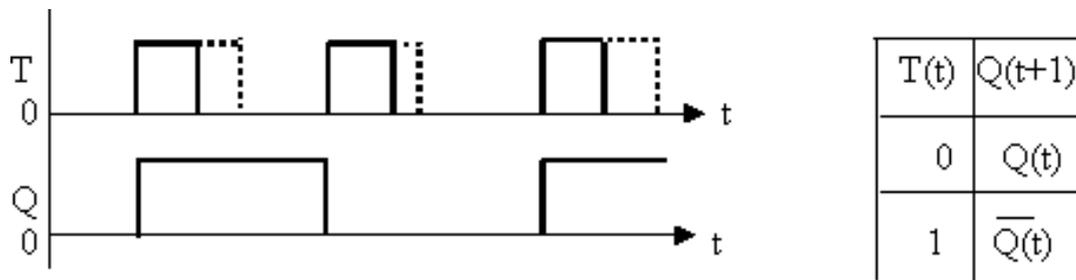


Рис. 13.19. Диаграммы сигналов и таблица состояний Т-триггера

Уравнение состояний (функция переходов) Т-триггера имеет вид:

$$Q(t+1) = \overline{T(t)} \cdot Q(t) + T(t) \cdot \overline{Q(t)} = T(t) \otimes Q(t),$$

где знак \otimes обозначает функцию ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ.

Имея функцию переходов, можно определить способы получения Т-триггеров из других. Например, если в уравнении состояний JK-триггера положить $J=K$, то получим уравнение, идентичное уравнению Т-триггера. На практике это означает, что если соединить между собой входы J и K и подавать на них импульсы, JK-триггер будет выполнять функцию Т-триггера.

13.6. Несимметричные триггеры

Такие триггеры часто называют триггерами Шмитта [1]. По своим свойствам они существенно отличаются от симметричных триггеров, так как у них нет «памяти» о предыдущем состоянии.

Несимметричный триггер – это регенеративное устройство, имеющее гистерезисную передаточную характеристику, у которого выходной сигнал может принимать два значения.

Переход от одного уровня выходного напряжения к другому происходит скачкообразно при определенном значении входного сигнала – напряжении срабатывания $U_{ср\text{аб}}$. Возвращение в исходное состояние происходит при другом уровне входного сигнала – напряжении отпущения $U_{отп}$ (рис. 13.20).

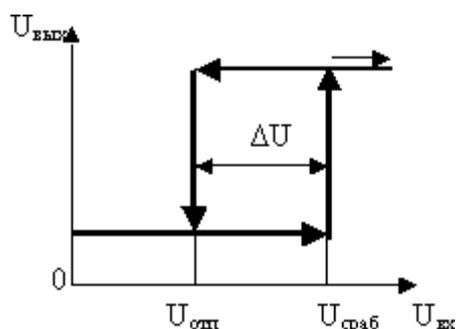


Рис. 13.20. Амплитудная характеристика триггера Шмитта

Характеристика имеет вид гистерезисной петли с шириной ΔU . Триггер Шмитта используется для формирования резких перепадов напряжения из медленно меняющихся входных сигналов. Принцип действия триггера Шмитта поясняется схемой, составленной из дискретных элементов (рис. 13.21).

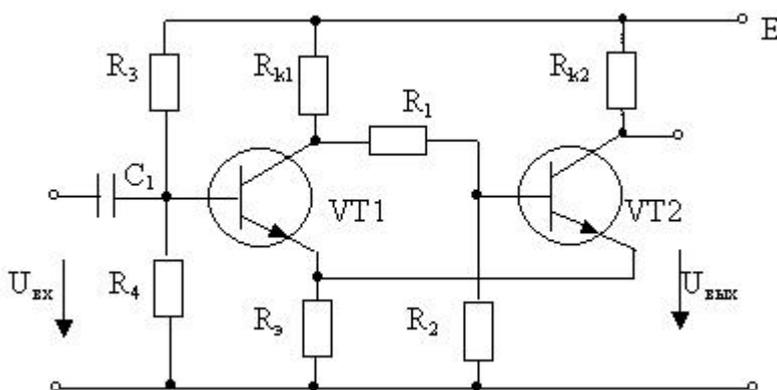


Рис. 13.21. Схема триггера Шмитта на биполярных транзисторах

Работа схемы происходит следующим образом.

Пусть транзистор VT2 открыт при $U_{вх} = 0$ и насыщен. Ток, протекающий в цепи $E - R_{к2} - R_э$ создает падение напряжения на резисторе $R_э$, препятствующее открыванию транзистора VT1. При этом в исходном состоянии VT1 будет находиться в состоянии отсечки, если управляющее напряжение $U_{бэ1}$ меньше порогового напряжения открытия $U_{пор}$ для данного транзистора. При подаче входного напряжения VT1 открывается в тот момент, когда $U_{бэ1} = U_{пор}$, потенциал его коллектора понижается, следовательно понижается потенциал и ток базы VT2. Транзистор VT2 из режима насыщения начнет переходить в активный режим, т.е. ток через него понижается, что приводит к уменьшению падения напряжения на резисторе $R_э$. Послед-

нее увеличивает ток через VT1 и еще более снижает потенциал его коллектора, что ведет к переходу его из активной области в режим насыщения. Процесс идет лавинообразно. В результате транзистор VT2 переходит в область отсечки, а транзистор VT1 – в область насыщения. Напряжение, при котором происходит переключение, называется напряжением срабатывания. Дальнейшее увеличение входного напряжения только увеличивает глубину насыщения транзистора VT1. Если уменьшить входное напряжение, то возврат схемы в исходное положение будет при меньшем входном напряжении. Схема представляет собой двухкаскадный усилитель, охваченный слабой положительной обратной связью. Параметры элементов схемы выбирают так, чтобы ток насыщения транзистора VT2 был больше тока насыщения транзистора VT1. Это условие выполняется, если

$$E/(R_{к2} + R_{э}) > E/(R_{к1} + R_{э}); R_{к1} > R_{к2}.$$

Различие в уровнях срабатывания и отпускания является необходимым условием работы схемы в триггерном режиме. Логические элементы со свойствами триггера Шмитта имеют внутреннюю ПОС, глубина которой подобрана так, чтобы получить передаточную характеристику со значительным гистерезисом. Триггеры Шмитта в интегральном исполнении широко используются во входных цепях электронных средств.

Триггер Шмитта на основе операционного усилителя (ОУ). Достоинство триггера Шмитта на основе ОУ – возможность получения заданных стабильных уровней напряжений срабатывания и отпускания и возможность регулирования ширины петли гистерезиса. Уровень входного сигнала срабатывания определяется опорным напряжением, которое можно регулировать в широких пределах. Одна из схем показана на рис. 13.22.

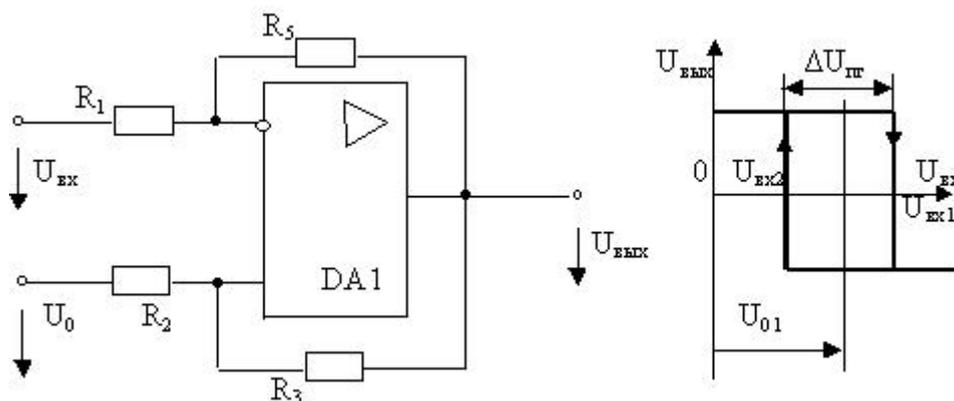


Рис. 13.22. Схема триггера Шмитта на основе ОУ и его амплитудная (выходная) характеристика

Триггер представляет собой ОУ, охваченный ПОС (положительной обратной связью) с помощью резисторов R_2 и R_3 . Коэффициент ПОС:

$$\gamma = R_2 / (R_2 + R_3).$$

Известно, что усилитель, охваченный ПОС, переходит в генераторный режим или становится регенеративным устройством, если $K\gamma \geq 1$, где K – собственный коэффициент усиления ОУ.

Если $R_2 / (R_2 + R_3) > 1/K$, то устройство будет обладать регенеративными свойствами и выходная характеристика будет иметь вид релейной, т.е. имеет скачкообразный характер. Смещение центра петли гистерезиса:

$$U_{01} = U_0 \cdot R_3 / (R_2 + R_3).$$

Ширина петли гистерезиса $\Delta U_{n2} = (U_{m+} + |U_{m-}|) \cdot (\gamma - 1/K)$, где U_{m+} – максимальное положительное выходное напряжение ОУ; $|U_{m-}|$ – модуль максимального отрицательного выходного напряжения ОУ.

13.7. Цифровые автоматы

В электронных системах и устройствах управления различными объектами широкое применение находят функциональные узлы, называемые цифровыми автоматами (ЦА) [2].

В общем случае цифровым автоматом называют цифровое устройство с памятью, предназначенное для преобразования входной цифровой информации в выходные сигналы управления различными объектами.

Поведение цифрового автомата определяется:

- множеством входных сигналов $X = (x_1, x_2, \dots, x_l)$;
- множеством выходных сигналов $Y = (y_1, y_2, \dots, y_n)$;
- множеством внутренних состояний $Z = (z_1, z_2, \dots, z_s)$;
- начальным состоянием $z_i^{(t=0)} \in Z$;
- функцией переходов $z^{(t+1)} = f(z^{(t)}; x^{(t)})$;
- функцией выходов: $y^{(t)} = \phi(z^{(t)}; x^{(t)})$ – для ЦА Мили;
 $y^{(t)} = \phi(z^{(t)})$ – для ЦА Мура.

Разница между автоматами Мили и Мура состоит в разной форме зависимости функций выходов: в автоматах Мили функция выходов зависит от входных сигналов и внутреннего состояния, а в автоматах Мура функция выходов однозначно определяется его внутренним состоянием.

Функционирование ЦА может быть представлено в виде:

- словесного (текстового описания);
- таблиц переходов и выходов;
- графа функционирования.

Структурно ЦА может быть представлен в виде трех функциональных устройств (рис. 13.23).

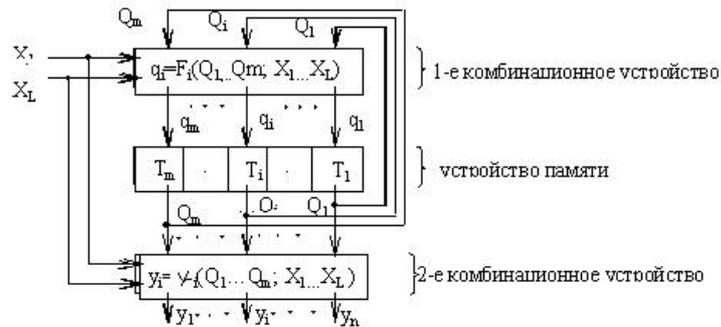
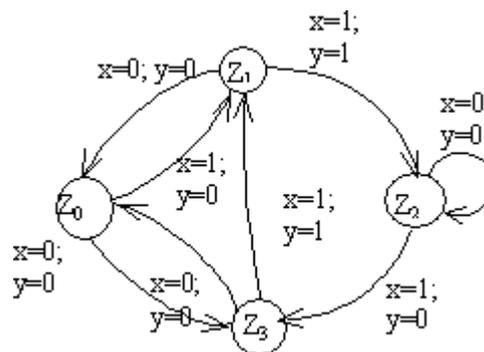


Рис. 13.23. Структурная схема ЦА Мили

Как следует из структурной схемы, первое комбинационное устройство формирует сигналы управления памятью, а второе комбинационное устройство вырабатывает выходные сигналы Y . ЦА содержит m триггеров, поэтому может иметь 2^m состояний, соответствующих m -разрядному двоичному слову. Разрядность n выходного слова Y может отличаться от значения m .

Синтез цифрового автомата. Выполнение этапов синтеза ЦА показано на примере гипотетического ЦА Мили, функционирование которого задано графом и таблицей переходов (выходов): $(z)/(y)$ (рис. 13.24).



Входные сигналы	Состояния ЦА			
	z_0	z_1	z_2	z_3
$x_1(x = 0)$	$z_3/0$	$z_0/0$	$z_2/0$	$z_0/0$
$x_2(x = 1)$	$z_1/0$	$z_2/1$	$z_3/0$	$z_1/1$

Рис. 13.24. Граф и таблица переходов ЦА

Этапы синтеза ЦА:

1. Определяем структуру памяти ЦА – число и тип триггеров. Число триггеров m зависит от числа состояний ЦА S и в данном примере равно $m = \lceil \log_2 S \rceil = \lceil \log_2 4 \rceil = 2$. В качестве триггеров выбираем JK-триггеры.

2. Производим кодирование S состояний ЦА состояниями JK-триггеров (табл. 13.7).

Таблица 13.7

Кодирование состояний ЦА

Состояние ЦА – Z	Z ₀	Z ₁	Z ₂	Z ₃
Состояние триггера T ₀ (Q ₀)	0	1	0	1
Состояние триггера T ₁ (Q ₁)	0	0	1	1

3. Составляем таблицу функционирования ЦА, учитывающую функцию переходов $z^{(t+1)} = f(z^{(t)}; x^{(t)})$, функцию выходов $y^{(t)} = \phi(z^{(t)}; x^{(t)})$ и тип триггеров-JK (табл. 13.8).

Таблица 13.8

Таблица функционирования ЦА

Входной сигнал	Предыдущее состояние ЦА			Новое состояние ЦА			Сигналы управления триггерами				Выходной сигнал
	x	Z ^(t)	Q ₁ ^(t)	Q ₀ ^(t)	Z ^(t+1)	Q ₁ ^(t+1)	Q ₀ ^(t+1)	J ₁	K ₁	J ₀	
0	Z ₀	0	0	Z ₃	1	1	1	*	1	*	0
0	Z ₁	0	1	Z ₀	0	0	0	*	*	1	0
0	Z ₂	1	0	Z ₂	1	0	*	0	0	*	0
0	Z ₃	1	1	Z ₀	0	0	*	1	*	1	0
1	Z ₀	0	0	Z ₁	0	1	0	*	1	*	0
1	Z ₁	0	1	Z ₂	1	0	1	*	*	1	1
1	Z ₂	1	0	Z ₃	1	1	*	0	1	*	0
1	Z ₃	1	1	Z ₁	0	1	*	1	*	0	1

4. Пользуясь данными таблицы функционирования с помощью карт Карно (рис. 13.25) определяем минимизированные ЛФ (логические функции) для построения схем комбинационных устройств, формирующих сигналы управления триггерами J₁, K₁, J₀, K₀ и выходной сигнал Y:

$$\begin{aligned}
 J_1 &= \overline{x} \cdot \overline{Q_0} + x \cdot Q_0; & K_1 &= \overline{Q_0}; \\
 J_0 &= \overline{Q_1} + x; & K_0 &= \overline{Q_1} + \overline{x}; \\
 Y &= Q_0 \cdot x.
 \end{aligned}$$

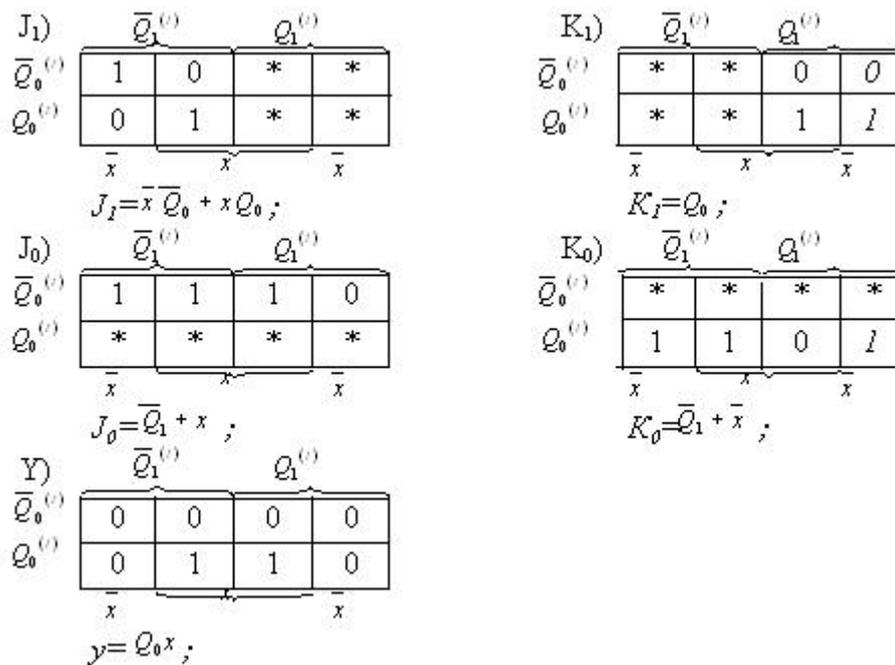


Рис. 13.25. Карты Карно и минимизированные логические функции для управляющих входов и выхода ЦА

5. На основании полученных ЛФ строим логическую схему ЦА (рис. 13.26).

Следует заметить, что схема синтезируемого ЦА может быть построена на триггерах любого типа, поэтому критерии выбора типа триггеров могут быть самыми разными, зависящими от конкретных условий. Можно, например, исходить из условия минимального количества логических элементов в комбинационной части ЦА и т.п.

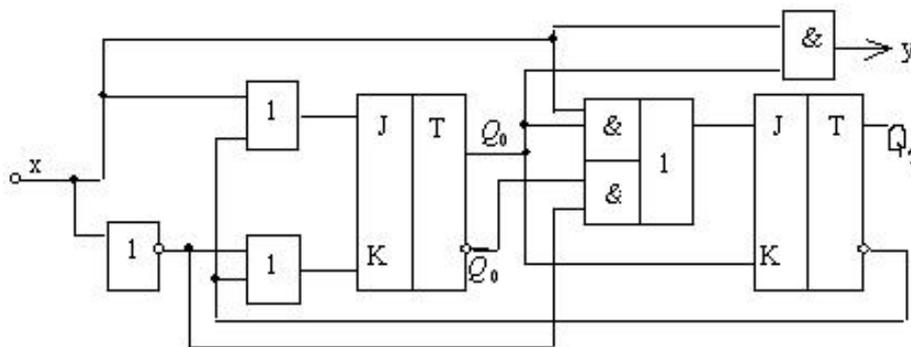


Рис. 13.26. Логическая схема синтезируемого ЦА

Пользуясь данными таблицы функционирования, получим, например, ЛФ для комбинационной части при реализации ЦА на D-триггерах, для чего составим карты Карно для сигналов управления D-триггерами D_0 и D_1 (рис. 13.27).

$D_0)$	<table style="border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr> <td></td> <td colspan="2" style="border-bottom: 1px solid black;">$\bar{Q}_1^{(t)}$</td> <td colspan="2" style="border-bottom: 1px solid black;">$Q_1^{(t)}$</td> </tr> <tr> <td style="border-right: 1px solid black; padding-right: 5px;">$\bar{Q}_0^{(t)}$</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">1</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">1</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">1</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">0</td> </tr> <tr> <td style="border-right: 1px solid black; padding-right: 5px;">$Q_0^{(t)}$</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">0</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">0</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">1</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">0</td> </tr> <tr> <td></td> <td style="border: none; padding: 0 5px;">\bar{x}</td> <td style="border: none; padding: 0 5px;">x</td> <td style="border: none; padding: 0 5px;">\bar{x}</td> <td style="border: none; padding: 0 5px;">x</td> </tr> </table> $D_0 = \bar{Q}_1 \bar{Q}_0 + x Q_1;$		$\bar{Q}_1^{(t)}$		$Q_1^{(t)}$		$\bar{Q}_0^{(t)}$	1	1	1	0	$Q_0^{(t)}$	0	0	1	0		\bar{x}	x	\bar{x}	x
	$\bar{Q}_1^{(t)}$		$Q_1^{(t)}$																		
$\bar{Q}_0^{(t)}$	1	1	1	0																	
$Q_0^{(t)}$	0	0	1	0																	
	\bar{x}	x	\bar{x}	x																	

$D_1)$	<table style="border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr> <td></td> <td colspan="2" style="border-bottom: 1px solid black;">$\bar{Q}_1^{(t)}$</td> <td colspan="2" style="border-bottom: 1px solid black;">$Q_1^{(t)}$</td> </tr> <tr> <td style="border-right: 1px solid black; padding-right: 5px;">$\bar{Q}_0^{(t)}$</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">1</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">0</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">1</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">1</td> </tr> <tr> <td style="border-right: 1px solid black; padding-right: 5px;">$Q_0^{(t)}$</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">0</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">1</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">0</td> <td style="border: 1px solid black; padding: 5px;">0</td> </tr> <tr> <td></td> <td style="border: none; padding: 0 5px;">\bar{x}</td> <td style="border: none; padding: 0 5px;">x</td> <td style="border: none; padding: 0 5px;">\bar{x}</td> <td style="border: none; padding: 0 5px;">x</td> </tr> </table> $D_1 = \bar{Q}_1 Q_0 x + Q_1 \bar{Q}_0 + \bar{x} \bar{Q}_0$		$\bar{Q}_1^{(t)}$		$Q_1^{(t)}$		$\bar{Q}_0^{(t)}$	1	0	1	1	$Q_0^{(t)}$	0	1	0	0		\bar{x}	x	\bar{x}	x
	$\bar{Q}_1^{(t)}$		$Q_1^{(t)}$																		
$\bar{Q}_0^{(t)}$	1	0	1	1																	
$Q_0^{(t)}$	0	1	0	0																	
	\bar{x}	x	\bar{x}	x																	

Рис. 13.27. Карты Карно и логические функции для D-входов ЦА

Подсчёт по полученным ЛФ сложности реализации логических схем управления триггерами даёт для реализации:

- а) на JK-триггерах требуется шесть элементов на 13 входов;
- б) на D-триггерах потребуется другое количество элементов.

На основании сравнения выбранных критериев сложности реализации синтезируемых схем можно, например, сделать вывод о предпочтительности выбора того или иного вида триггера или набора логических элементов.

14. РЕГИСТРЫ И СЧЁТЧИКИ

14.1. Общие сведения о регистрах

Регистр – это функциональный узел, предназначенный для записи, обработки и хранения цифровых слов. Над словами выполняются следующие операции: приём, выдача, хранение, сдвиг, поразрядные логические операции.

Главным классификационным признаком для регистров является способ приёма и выдачи данных. По этому признаку различают регистры *параллельные* (статические), *последовательные* (регистры сдвига) и *параллельно-последовательные* (универсальные). В параллельных регистрах приём и выдача слов производятся по всем разрядам одновременно. В последовательных регистрах слова принимаются и выдаются разряд за разрядом. Эти регистры называют *сдвигающими*, так как в них под действием тактирующих импульсов слова перемещаются в разрядной сетке с шагом в один разряд.

Параллельно-последовательные регистры имеют одновременно как последовательные так и параллельные входы и (или) выходы. Существуют варианты с возможностью любого сочетания способов приёма и выдачи слов.

Структурно любой регистр представляет собой несколько триггеров (по числу разрядов обрабатываемых слов), объединённых общими цепями тактирования (синхронизации), сброса и установки, разрешения приёма (записи) или выдачи (чтения) слов. Важнейшие характеристики регистров – *разрядность* и *быстродействие*. Разрядность определяется количеством триггеров для хранения слов, быстродействие характеризуется максимальной тактовой частотой, с которой может производиться запись, чтение или сдвиг информации. Для построения регистров используются D-триггеры, JK и RS-триггеры. Однако в современной схемотехнике, согласно [20], характерно построение регистров именно на D-триггерах, преимущественно с динамическим управлением. Достоинство регистров на D-триггерах состоит в существенном уменьшении числа соединений в узле, кроме того D-триггер повышает устойчивость регистра к помехам.

Пример структурной схемы статического (параллельного) регистра показан на рис. 14.1.

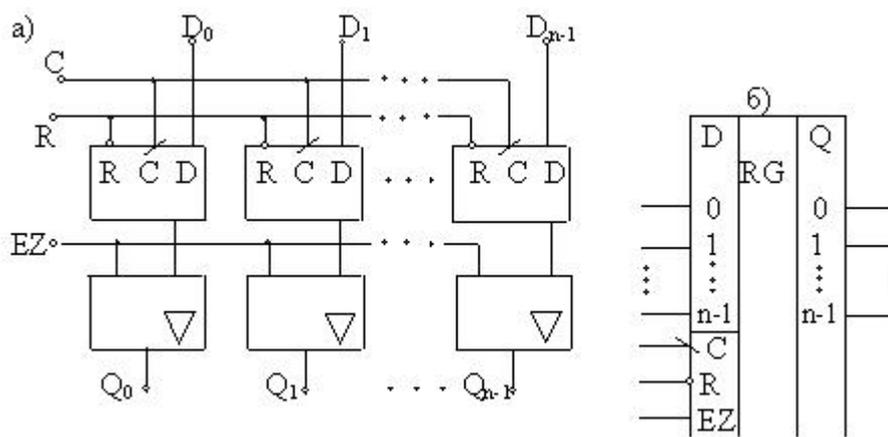


Рис. 14.1. Структурная схема (а) и условное изображение статического n -разрядного регистра (б)

В структурной схеме приняты следующие обозначения:

C – вход сигнала тактирования;

R – вход сигнала сброса («очистки») – установка логического нуля во всех разрядах выходного слова;

$D_0 \dots D_{n-1}$ – n -разрядное слово, подаваемое на входы данных D ;

EZ – вход разрешения третьего состояния на выходе;

$Q_0 \dots Q_{n-1}$ – n -разрядное слово, образованное на выходах Q .

Режимы работы регистра (рис. 14.1) определяются совокупностью трех управляющих сигналов: «тактирование» – С, «сброс (очистка)» – R, «третье состояние на выходе» – EZ в соответствии с таблицей функционирования (табл. 14.1).

Таблица 14.1

Таблица функционирования регистра

Режим работы	Управляющие сигналы			Выходные сигналы
	C	R	EZ	
Очистка	1	0	1	$Q_0 \dots Q_{n-1}$
Запись		1	1	$Q_0 \dots Q_{n-1}$
Хранение	1	1	1	$Q_0 \dots Q_{n-1}$
Чтение		1	0	$D_0 \dots D_{n-1}$

По принципу хранения информации регистры делят на *статические* и *динамические*. С этой точки зрения статические регистры – это регистры, которые строят на триггерах, способных хранить информацию сколь угодно долго (конечно, при наличии напряжения питания).

Динамические регистры строят на таких элементах памяти, как конденсатор, причем в качестве конденсатора обычно используется входная ёмкость МОП-транзистора. Подобный элемент памяти может хранить информацию лишь в течение небольшого промежутка времени (несколько мс), поэтому в динамических регистрах записанная информация требует постоянной *регенерации*.

Из статических регистров можно составить блоки, называемые регистровыми файлами. Регистровые файлы позволяют хранить несколько многобитных слов с возможностью независимой и одновременной записи одного слова и чтения другого. Схема управления регистровым файлом позволяет легко наращивать размерность регистровой памяти, составляя блоки памяти из нескольких микросхем. Пример схемы регистрового файла показан на рис. 14.2 [20].

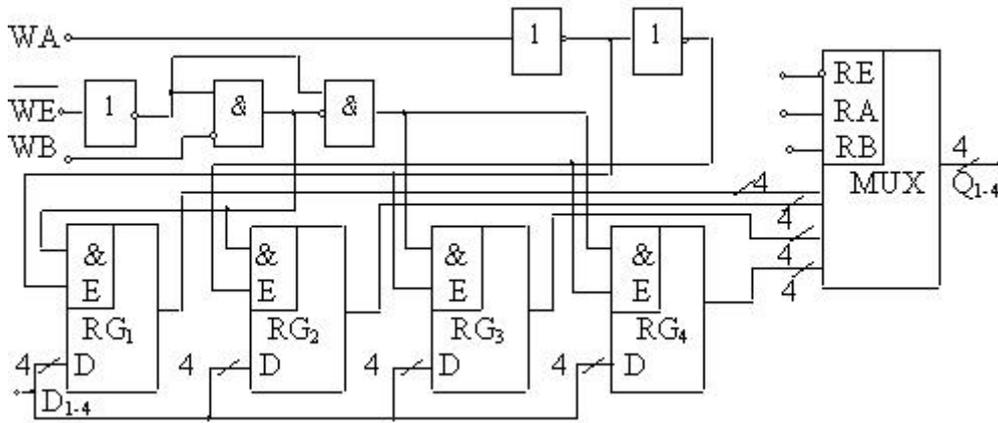


Рис. 14.2. Структурная схема четырёхразрядного регистрового файла

14.2. Сдвиговые регистры

Сдвиговый регистр – это устройство, состоящее из нескольких триггеров, соединенных между собой определенным образом и предназначенное для обработки и кратковременного хранения цифровой информации.

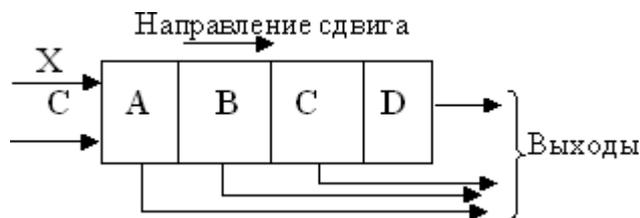


Рис. 14.3. Иллюстрация действия сдвигового регистра

Принцип действия сдвигового регистра можно представить следующим образом [5]. Пусть имеется, например, четыре триггерных ячейки, соединенных между собой последовательно (рис. 14.3). На вход первой ячейки будем подавать двоичную информацию X , считая, что триггеры тактируются тактовыми импульсами C . Символы A, B, C, D представляют триггеры регистра. Соединения внутри выполнены так, что после каждого тактового импульса каждый триггер фиксирует информацию предыдущего триггера.

Составим таблицу состояний на выходах триггеров при поступлении на вход X (рис. 14.3) двоичной информации. Примем для определенности, что до подачи тактовых импульсов исходное состояние триггеров было $A=0, B=0, C=0, D=0$ (табл. 14.2).

Таблица 14.2
Таблица состояний регистра

№ такта	X	A	B	C	D
-	-	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0
2	0	0	1	0	0
3	1	1	0	1	0
4	1	1	1	0	1

Регистры сдвига могут быть построены на триггерах разного вида, но наиболее распространены регистры на JK и D-триггерах. Структурные схемы таких регистров показаны на рис. 14.4, 14.5.

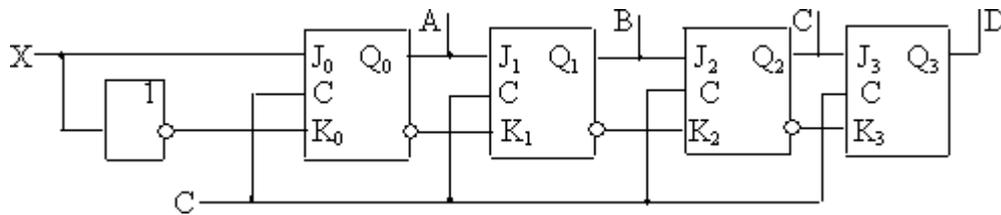


Рис. 14.4. Структурная схема сдвигового регистра на JK-триггерах

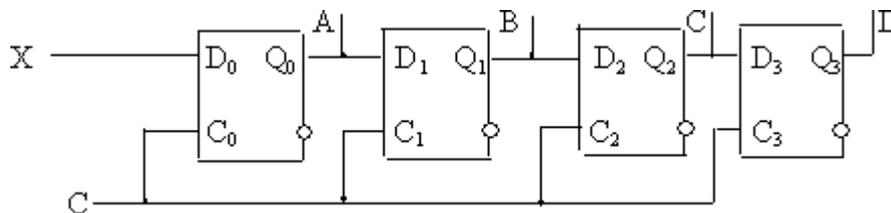


Рис. 14.5. Структурная схема сдвигового регистра на D-триггерах

В показанных схемах используется последовательный ввод и вывод информации. На практике часто используют комбинации видов ввода и вывода: последовательный ввод и параллельный вывод, параллельный ввод и последовательный вывод. Кроме этого сдвиговый регистр можно построить таким образом, что информацию, загруженную в него, возможно сдвигать в двух направлениях: либо вправо (в сторону младших разрядов сдвигаемого числа), либо влево (в сторону старших разрядов сдвигаемого числа). Такие сдвиговые регистры называют *реверсивными*. Все эти возможности обеспечиваются дополнительными логическими элементами, которые соединяются между собой и с триггерами таким образом, чтобы обеспечить необ-

ходимую структуру регистра как единого целого. Пример структурной схемы реверсивного сдвигового регистра показан на рис. 14.6.

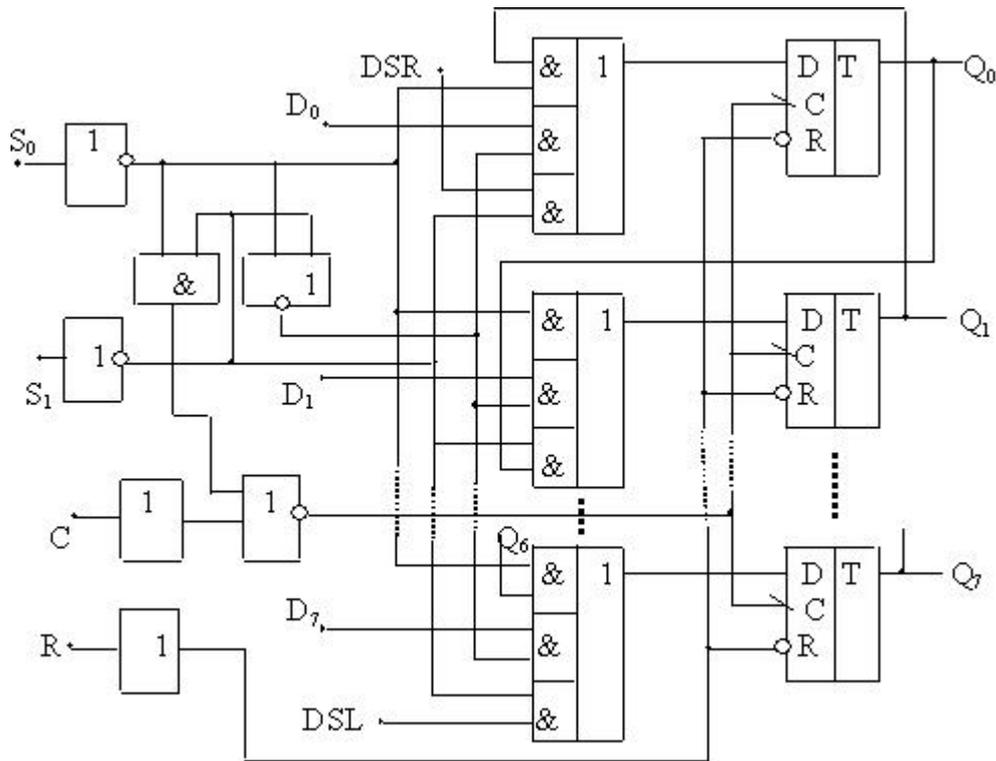


Рис. 14.6. Структурная схема универсального сдвигового регистра (регистр реверсивный, с параллельным выводом)

Условное графическое обозначение универсального регистра КР 1533 ИР13 показано на рис. 14.7.

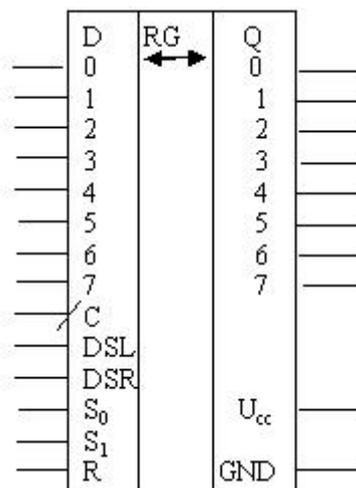


Рис. 14.7. Условное графическое обозначение регистра КР1533ИР13

Функциональные возможности регистра отражены в его таблице функционирования (табл. 14.3).

Таблица 14.3

Таблица функционирования реверсивного регистра

Режимы	Входы							Выходы				
	C	R	S ₀	S ₁	DSR	DSL	D _n	Q ₀	Q ₁	...	Q ₆	Q ₇
Сброс	x	0	x	x	x	x	x	0	0	...	0	0
Хранение	↑	1	0	0	x	x	x	Q ₀	Q ₁	...	Q ₆	Q ₇
Сдвиг влево	↑	1	1	0	x	0	x	Q ₁	Q ₂	...	Q ₇	0
Сдвиг вправо	↑	1	1	0	x	1	x	Q ₁	Q ₂	...	Q ₇	1
		1	0	1	0	x	x	0	Q ₀	...	Q ₅	Q ₆
Параллельная загрузка	↑	1	1	1	x	x	D _n	D ₀	D ₁	...	D ₅	D ₆

14.3. Синхронные сдвиговые регистры с обратными связями

Обратные связи в сдвиговых регистрах осуществляют, соединяя выходы регистра с управляющими входами триггеров, образующих структуру регистра, с использованием дополнительных комбинационных схем.

В простейшем случае обратную связь образуют соединением выхода комбинационной схемы с первым каскадом сдвигового регистра, как показано на рис. 14.8, где обозначено: А, В, С...N – цепочка триггеров; ТИ – тактовые импульсы; F – логическая функция обратной связи.

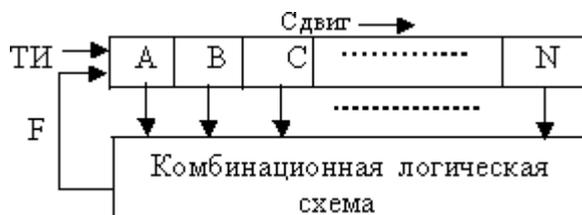


Рис. 14.8. Структурная схема организации обратной связи для сдвигового регистра

Принцип действия и возможности трехразрядного регистра сдвига с обратной связью и числом каскадов N=3 выясняются при построении его диаграммы состояний. Следует учесть, что трехразряд-

ное двоичное число может принимать восемь значений. Принцип построения диаграммы состоит в том, что необходимо назначить исходное состояние регистра, а следующее состояние будет зависеть от того, какое значение имеет функция обратной связи F . Если, например, исходное состояние $ABC=000$, а $F=0$, то состояние регистра не изменится; если $F=1$, то следующее состояние регистра будет $ABC=100$ и т.д. (рис. 14.9).

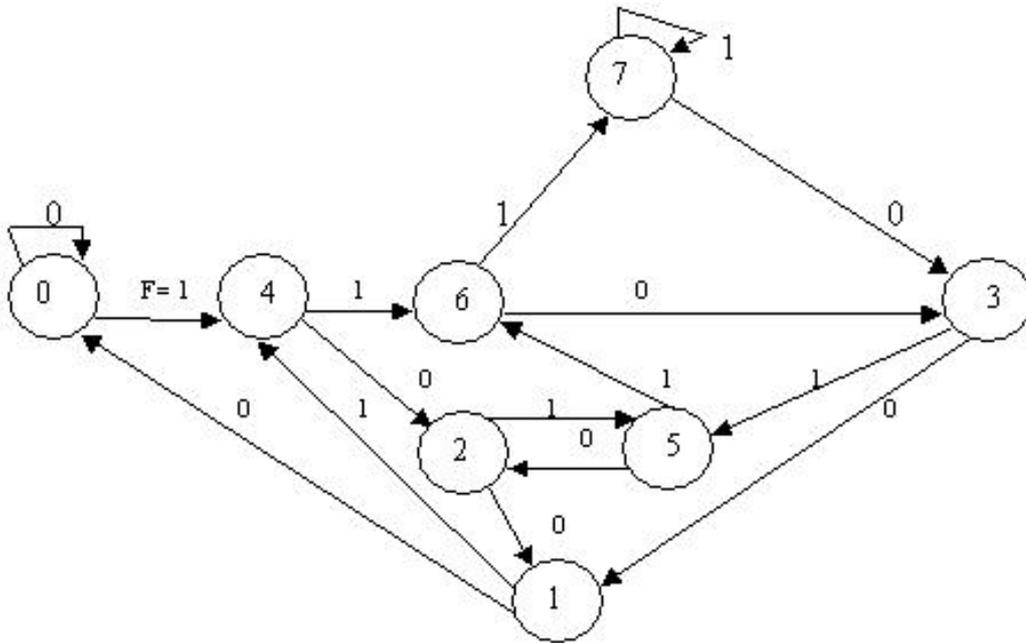


Рис. 14.9. Диаграмма состояний трехразрядного регистра сдвига с обратной связью

На диаграмме состояния регистра обозначены цифрами в кружках, причем значения цифр соответствуют десятичным значениям двоичных чисел, образующихся в регистре после очередного сдвига. Диаграмма показывает, что регистр позволяет выполнить несколько циклов сдвига, однако максимальная длина цикла равна $2^3=8$. Для синтеза логической функции F , обеспечивающей выбранный цикл сдвига, нужно составить таблицу состояний регистра. С этой целью в таблицу записываем исходное сочетание логических переменных для трех выходов триггеров ABC . Справа записываем значение функции обратной связи, изменяющей исходное состояние, в следующей строке записываем новое состояние, в котором окажется регистр после сдвига и т.д.

№ состояния	A	B	C	F
0	0	0	0	1
4	1	0	0	1
6	1	1	0	1
7	1	1	1	0
3	0	1	1	1
5	1	0	1	0
2	0	1	0	0
1	0	0	1	0

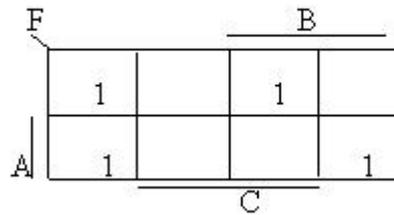


Рис. 14.10. Таблица состояний и карта Карно для сдвигового трехразрядного регистра

Используя карту Карно, получим логическое выражение для функции F :

$$F = \overline{B}C + AC + ABC.$$

По найденному выражению, используя логические элементы, синтезируется часть схемы сдвигового регистра, образующая функцию обратной связи F в соответствии с таблицей состояний, при этом следует учитывать конкретный вид триггеров регистра. Следует отметить, что функция обратной связи значительно усложняется с увеличением числа разрядов регистра, так как зависит от состояния всех триггеров, образующих регистр.

14.4. Функциональные узлы на базе регистров сдвига

На основе сдвигового регистра, синтезируя нужные схемы управления, можно реализовать разнообразные цифровые функциональные узлы. Примеры реализации приведены ниже [5].

Сдвиговый регистр-кольцевой счетчик. На практике обычно используется цикл с одной единицей, циркулирующей в кольце, образованном сдвиговым регистром с логическими цепями, формирующими функцию обратной связи. Максимальная длина цикла в этом случае $L=n$, где n – число каскадов регистра.

В качестве примера рассмотрим методику синтеза трехканального распределителя тактов, выполненного на сдвиговом регистре, замкнутом в кольцо (такой распределитель можно назвать счетчиком в коде «1 из n »).

В диаграмме состояний трехразрядного регистра (рис. 14.11) следует выбрать для реализации цикла только те состояния, в коде которых имеется лишь одна единица. Остальные состояния должны быть

исключены, так как в нашем случае они являются ложными (на диаграмме их изобразим не в кружках, а в прямоугольниках). Диаграмме состояний соответствует таблица истинности, в которой нужно отразить конкретные значения логических переменных на выходах триггеров синтезируемого устройства при поступлении тактирующих импульсов на входы синхронизации регистра. Синтез схемы управления триггерами делается по таблице после выбора вида используемых триггеров.

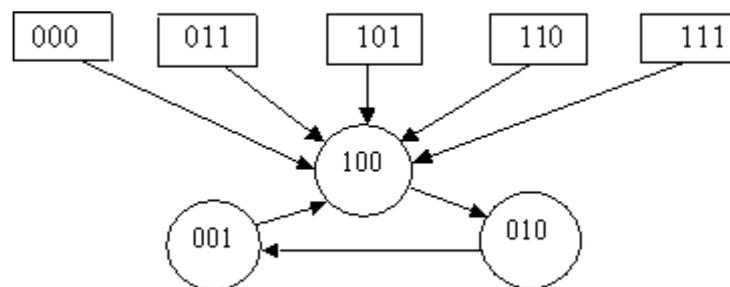


Рис. 14.11. Диаграмма состояний трехканального распределителя на кольцевом регистре

Таблица истинности для рассматриваемого случая показана в табл. 14.4.

Таблица 14.4

Таблица истинности регистра-кольцевого счётчика

Q_1	Q_2	Q_3	Q_{1t}	Q_{2t}	Q_{3t}
0	0	0	1	0	0
0	0	1	1	0	0
0	1	0	0	0	1
0	1	1	1	0	0
1	0	0	0	1	0
1	0	1	1	0	0
1	1	0	1	0	0
1	1	1	1	0	0

Диаграмма состояний и таблица истинности показывают, что при случайном попадании сдвигового регистра в одно из состояний, показанных в прямоугольниках (рис. 14.11), система управления вернет регистр в состояние 100, с которого начнется очередной цикл сдвига.

Реализация схемы наиболее простой получается при использовании триггеров типа D. Функция возбуждения (переключения) для них: $D_n = Q_{nt}$.

Анализ таблицы с помощью карт Карно дает:

$$D_1 = Q_2 Q_1 + Q_2 Q_1 + Q_3; \quad D_2 = Q_1 Q_2 Q_3; \quad D_3 = Q_1 Q_2 Q_3.$$

Полученные логические соотношения позволяют синтезировать структурную схему распределителя импульсов на кольцевом регистре (рис. 14.12).

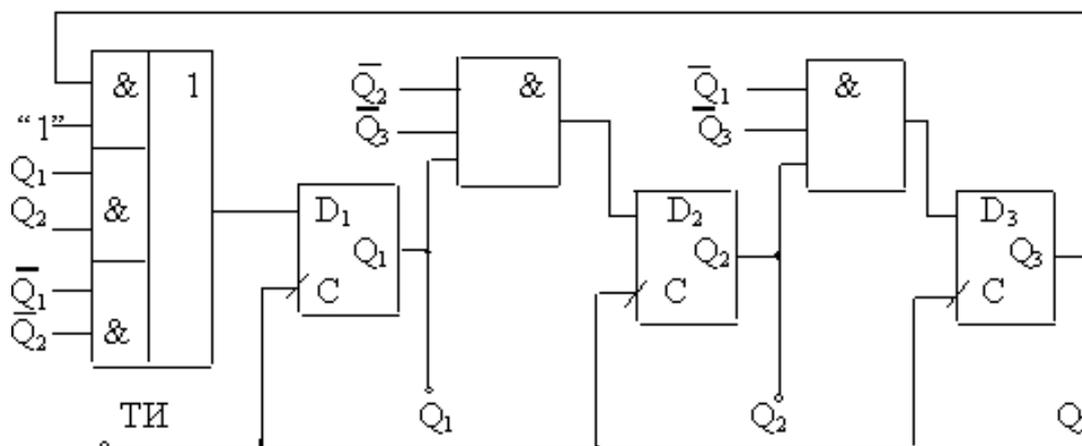


Рис. 14.12. Структурная схема трехканального распределителя импульсов (инверсные выходы и входы сброса триггеров не показаны)

Методика синтеза кольцевых регистров сдвига – распределителей импульсов для большего количества каналов не отличается от рассмотренной выше.

Сдвиговый регистр-счетчик Джонсона. Кольцевой регистр с перекрестной обратной связью, замкнутой на первый триггер от инверсного выхода последнего триггера, известен как счетчик Джонсона [5]. Достоинство счетчика Джонсона в простоте структуры, обеспечивающей к тому же и простоту схем преобразования его выходного кода в код «1 из N» для получения выходов распределителя импульсов. Структурная схема счетчика и временные диаграммы его работы показаны на рис. 14.13.

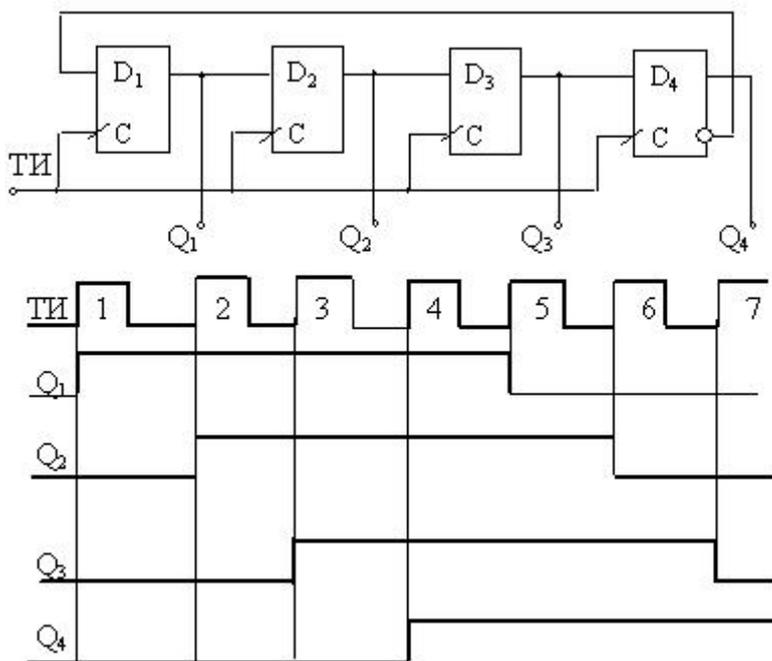


Рис. 14.13. Структурная схема четырехразрядного счетчика Джонсона и временные диаграммы его работы

Одно из отличительных свойств счетчика Джонсона – он имеет $2n$ состояний, т.е. в два раза больше, чем обычный кольцевой сдвиговый регистр.

Преобразование выходного кода счетчика в код «1 из N» производится добавлением одного двухвходового элемента И либо И-НЕ на каждый выход. На основе счетчика Джонсона изготавливаются интегральные схемы распределителей в сериях элементов КМОП, например ИС К561ИЕ8 [22].

Генераторы псевдослучайных последовательностей (ГПСЧ). ГПСЧ используются в устройствах тестового диагностирования цифровых устройств, при моделировании систем с учетом случайного разброса параметров их элементов и т.п. Наиболее простые реализации ГПСЧ представлены так называемыми генераторами М-последовательностей, которые способны формировать последовательности с периодом $2^n - 1$, где n – число разрядов сдвигового регистра [5]. Для генерации М-последовательностей необходимо организовать обратную связь с выходов первого и n -го триггеров регистра через элемент сложения по модулю 2 на вход первого триггера. Упрощенная структурная схема генератора М-последовательности с периодом $2^4 - 1 = 15$ показана на рис. 14.14.

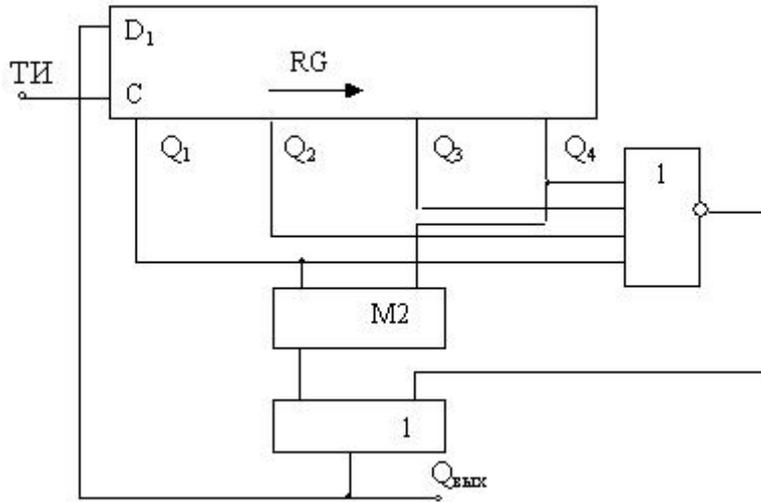


Рис. 14.14. Генератор 15-разрядной последовательности двоичных символов

Процесс генерации поясняется табл. 14.5. Образование выходной последовательности происходит после запуска генератора согласно логическому выражению $Q_{\text{вых}} = D_1 = Q_1 \otimes Q_4$. Исходное состояние обеспечивается логическими элементами 2И и 4И-НЕ после активизации схемы, т.е. после подачи питания и начального сброса триггеров регистра.

Таблица 14.5

Таблица истинности для генератора

№ ТИ	Q ₄	Q ₃	Q ₂	Q ₁	Q _{вых}	№ТИ	Q ₄	Q ₃	Q ₂	Q ₁	Q _{вых}
0	0	0	0	0	1	9	1	0	1	1	0
1	0	0	0	1	1	10	0	1	1	0	0
2	0	0	1	1	1	11	1	1	0	0	1
3	0	1	1	1	1	12	1	0	0	1	0
4	1	1	1	1	0	13	0	0	1	0	0
5	1	1	1	0	1	14	0	1	0	0	0
6	1	1	0	1	0	15	1	0	0	0	1
7	1	0	1	0	1	16	0	0	0	1	1
8	0	1	0	1	1						

Анализ табл. 14.5 показывает, что после вхождения в рабочий цикл, начиная с тактового импульса (ТИ № 1), повтор состояния на выходах триггеров будет наблюдаться на 16-м ТИ, следовательно генерируется последовательность 111101011001000. Эта последовательность повторяется со сдвигом на выходе каждого триггера.

Сдвиговой регистр как устройство деления полиномов. Если в схеме ГПСП ввести дополнительный вход на элемент сложения по модулю 2, то получится устройство для аппаратного выполнения операции деления полиномов по правилам арифметики по модулю 2. Такое устройство применяется для построения средств тестового диагностирования, построения и анализа циклических кодов. В частности, сдвиговой регистр, выполняющий деление полиномов, широко используется в сигнатурных анализаторах.

В этих устройствах входная двоичная последовательность подается на дополнительный вход элемента сложения по модулю 2 и трактуется как полином, который с помощью сдвигового регистра делится на другой полином, структура которого определяется схемой обратных связей, подающих сигналы выходов триггеров на входы элемента сложения по модулю 2. Этот полином часто называют порождающим. В результате деления в регистре образуется остаток от деления входной двоичной последовательности на двоичную последовательность, соответствующую структуре порождающего полинома. Этот остаток в сигнатурном анализаторе называют *сигатурой* и применяют для диагностирования цифровых устройств.

В качестве примера рассмотрим процесс образования сигнатуры в 8-разрядном сдвиговом регистре для заданной 12-разрядной тестовой последовательности. Структурная схема устройства представлена на рис. 14.15.

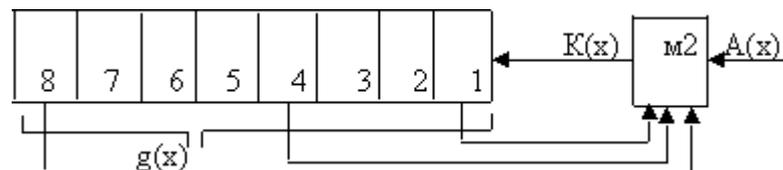


Рис. 14.15. Структурная схема делителя полиномов

В структурной схеме триггеры показаны условно, а три отвода от выходов триггеров № 1, 4, 8 образуют обратные связи и включены к входам схемы сложения по модулю 2. 12-разрядная двоичная последовательность $A(x)$ подается на дополнительный вход схемы $m2$. В такой N -структуре на вход первого триггера подается комбинация $K(x) = A(x) \oplus Q_8 \oplus Q_4$, а образующий полином в этом случае

будет $g(x) = 10001001$. Образование остатка от деления полиномов показано в табл. 14.6.

Таблица 14.6
Образование остатка от деления

8	7	6	5	4	3	2	1	$K(x)$	$A(x)$	№ такта
0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	2
0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	3
0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	4
0	0	0	1	0	0	1	1	1	0	5
0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	6
0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	7
1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	8
0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	9
0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	10
1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	11
1	1	1	1	0	0	0	1	-	-	12

Предполагается, что регистр сдвига реализован на D-триггерах, двоичная последовательность $A(x) = 110110011111$. Остаток от деления – $Q(x) = 11110001$ (последняя строка в табл. 14.6).

Делители частоты с нечетным коэффициентом деления. Известно, что цепочка из последовательно соединенных Т-триггеров обеспечивает деление частоты входных импульсов в 2^n раз, где n – число триггеров. Для построения делителей частоты с нечетным коэффициентом деления можно использовать сдвиговый регистр на JK-триггерах с внешними обратными связями [5]. Реализация структурной схемы осуществляется после синтеза таблицы состояний, отражающей переключение триггеров в процессе тактирования. Таблица строится после принятия исходного состояния выходов триггеров и управляющих сигналов на входах триггеров, соответствующих принятым состояниям (удобно принять $Q_1=0, \dots, Q_n=0$). Построим, например, делитель частоты входных импульсов на 3. При синтезе таблицы следует помнить, что для JK-триггеров комбинация $J=1, K=1$ при тактировании соответствует счетному режиму работы, комбинация $J=0, K=1$ – установке 0. Синтезированная таблица и соответствующие ей временные диаграммы сигналов показаны в табл. 14.7.

Таблица 14.7

Таблица состояний делителя частоты и диаграммы сигналов

№ТИ	J_1	K_1	Q_1	$\overline{Q_1}$	J_2	K_2	Q_2	$\overline{Q_2}$
0	1	1	0	1	0	1	0	1
1	1	1	1	0	1	0	0	1
2	0	1	0	1	0	1	1	0
3	1	1	0	1	0	1	0	1
4	1	1	1	0	1	0	0	1
5	0	1	0	1	0	1	1	0
6	1	1	0	1	0	1	0	1
7	1	1	1	0	1	0	0	1

Анализ таблицы дает соотношения: $J_1 = \overline{Q_2}$, $K_1 = 1$, $J_2 = Q_1$, $K_2 = \overline{Q_1}$. Синтезированная схема представлена на рис. 14.16.

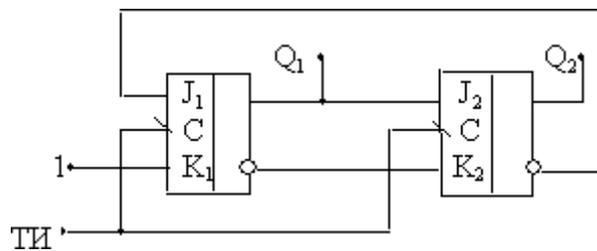


Рис. 14.16. Структурная схема делителя частоты тактовых импульсов на 3 (ТИ – вход тактового импульса)

Аналогичным способом можно синтезировать схему делителя частоты на сдвиговом регистре с любым нечетным коэффициентом деления.

Преобразователь кодов на сдвиговом регистре. Преобразователи параллельного кода в последовательный или последовательного в параллельный имеют разнотипные входы и выходы и строятся на регистрах сдвига. В качестве примера рассмотрим схему преобразователя параллельного кода в последовательный на основе 8-разрядного регистра с параллельным входом и последовательным выходом [5] (рис. 14.17).

Преобразователь работает следующим образом. В исходном состоянии $DSR=1$, $D_0=0$, $C=1$, $St=1$, на входе присутствует преобразуемое информационное слово ($D_1 \dots D_7$). Загрузка в регистр информации осуществляется при подаче на вход St кратковременного (короткого) импульса низкого уровня.

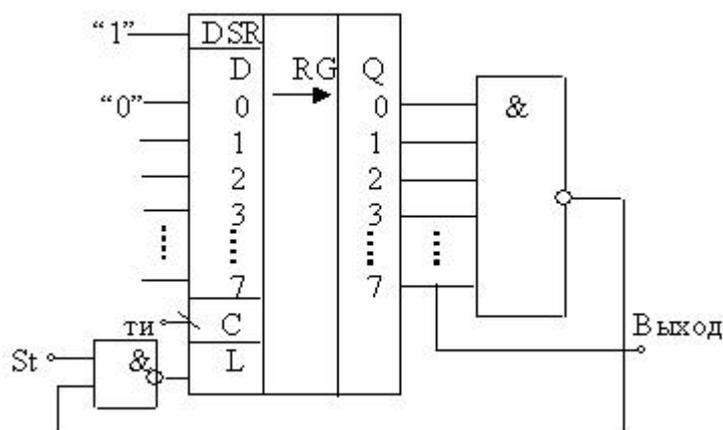


Рис. 14.17. Преобразователь параллельного кода в последовательный

Образующийся на входе L короткий единичный импульс разрешает загрузку входного информационного слова в разряды (1...7), а в нулевой разряд – «0». По мере поступления тактовых импульсов на вход C загруженное слово с каждым спадом импульса сдвигается вправо (от разряда 0 к разряду 7). На выходе слово будет появляться поразрядно в последовательном виде, начиная с седьмого разряда. После первого разряда идет логический нуль, а за ним появится цепочка логических единиц, так как логическая единица постоянно присутствует на входе DSR. В момент появления логических единиц на всех входах 8-входового элемента И-НЕ на его выходе формируется сигнал низкого уровня, разрешающий со стартовым сигналом St загрузку очередного информационного слова.

14.5. Электронные счетчики

Счетчиками называют функциональные узлы, в которых выходной код отражает число импульсов, поступающих на его входы. Счетчики, как и регистры, строятся на основе триггеров, соединяемых последовательно с помощью комбинационных схем, формирующих сигналы управления триггерами. Отличительной особенностью счетчика является возможность выполнения двух операций над кодовыми словами: *инкремент* – увеличение кодового слова на единицу и (или) *декремент* – уменьшение слова на единицу. Вместе с этим счетчики могут выполнять операции над кодовыми словами, характерные для регистров: установку в исходное состояние, запись входного слова, хранение и выдачу хранимой информации.

Основным параметром счетчика является *модуль счета* M – это максимальное число кодовых комбинаций на выходе счетчика, после которого счетчик возвращается в исходное состояние. Быстродействие счетчика характеризуется временем установления выходного кода – интервалом времени между моментом подачи входного сигнала и моментом установления нового кода на выходе.

Краткая классификация счетчиков. По направлению счета счетчики делятся на *суммирующие* (прямого счета), *вычитающие* (обратного счета) и *реверсивные* (с изменением направления счета). У суммирующего счетчика его выходной код по мере поступления счетных импульсов изменяется в сторону увеличения его числового эквивалента.

По значению модуля счета счетчики подразделяют на *двоичные*, модуль счета которых равен целой степени числа 2 ($M=2^n$), и *двоично-кодированные*, у которых модуль счета не равен целой степени числа 2. Помимо двоичных различают ещё счетчики Джонсона, счетчики с кодом «1 из N» и другие.

По способу организации межразрядных связей счетчики делятся на счетчики с последовательным, параллельным и комбинированным переносом. У счетчиков с последовательным переносом переключение триггеров происходит последовательно один за другим. У счетчиков с параллельным переносом переключение триггеров разрядных схем осуществляется по сигналу синхронизации одновременно.

Счетчик, как функциональный узел, относится к классу автоматов, поэтому по принадлежности к тому или другому виду автоматов различают *синхронные* и *асинхронные* счетчики.

Двоичные счетчики. Вид структурной схемы двоичного счетчика определяется из анализа его таблицы истинности, представляющей собой последовательность двоичных чисел от нуля до $M-1$. Анализ показывает, что младший разряд счетчика переключается от каждого входного импульса, следующий по старшинству разряд переключается с частотой, в два раза меньшей и т.д. Известно, что простейшим делителем частоты в два раза является счетный триггер (Т-триггер). Таким образом, двоичный счетчик должен содержать цепочку соединенных между собой последовательно счетных триггеров.

Число триггеров определяется по условию $n = \log_2 M$. Например, двоичный счетчик с модулем счета $M=8$ будет содержать три счетных триггера, с модулем $M=16$ – четыре триггера и т.д. Структурная

схема двоичного счетчика с модулем $M=8$ и временные диаграммы его работы показаны на рис. 14.18.

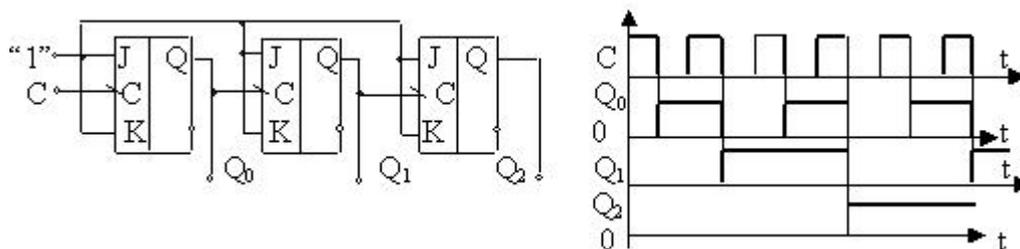


Рис. 14.18. Структурная схема суммирующего двоичного счетчика с модулем счета $M=8$ и временные диаграммы его работы

Отличие вычитающего счетчика (счетчика обратного счета) от суммирующего состоит в направлении переключения предыдущего разряда, вызывающего переключение последующего. У суммирующего счетчика это переключение происходит от «1» к «0», а у вычитающего – от «0» к «1».

Если схема строится на счетных триггерах с прямым динамическим управлением (срабатывание триггера по «фронту»), то характер подключения следующих триггеров к предыдущим для получения счетчика обратного счета будет таким же, как на рис. 14.18.

В структуре реверсивного счетчика для реализации его на триггерах с прямым динамическим управлением в межрегистровые связи необходимо вставить логические переключатели соединительных линий, как показано на рис. 14.19.

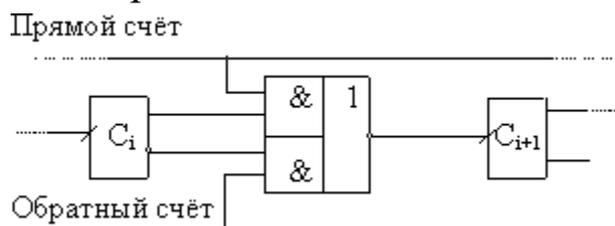


Рис. 14.19. Структурная схема межрегистровой связи в реверсивном двоичном счетчике (триггеры показаны условно)

Рассмотренные выше структуры относятся к асинхронным счетчикам, так как в них переключение триггеров происходит не одновременно, а последовательно один за другим. Время установления кода в асинхронном счетчике составит величину $t_y = n \cdot t_{mp}$, где t_{mp} – собственное время переключения триггера. Для получения максимального быстродействия используют синхронные счетчики с параллельным переносом. Время установления нового кода на выходе та-

ких счетчиков теоретически не зависит от их разрядности и приближенно равно t_{mp} . В структурных схемах таких счетчиков сигнал синхронизации подаётся одновременно на все разрядные триггеры, а межразрядные связи осуществляются с помощью конъюнкторов.

Счетчики такого типа имеют ещё одно название – *счетчики со сквозным переносом*. Пример схемы показан на рис. 14.20.

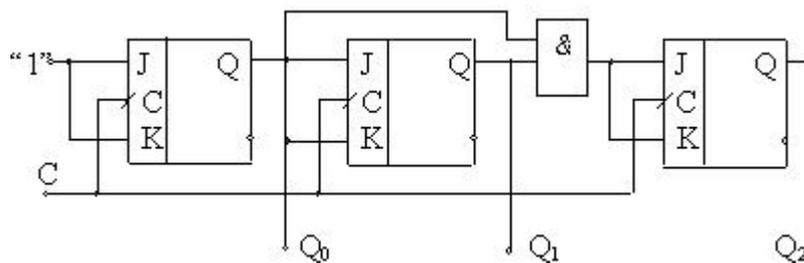


Рис. 14.20. Структурная схема синхронного (параллельного) счетчика прямого счета с модулем $M=8$

Двоично-кодированные счетчики с произвольным модулем.

Двоично-кодированные счетчики строятся на основе двоичных, но их разрядность определяется из условия $n = \lceil \log M \rceil$, где $\lceil \cdot \rceil$ – знак округления до ближайшего большего числа. В этом случае двоичный счетчик будет иметь некоторое число лишних состояний $L = 2^n - M$, которые необходимо исключить. В схемах с естественным порядком счета (с нулевым начальным состоянием счетчика) обычно исключают последние состояния. Существуют два основных способа построения счетчиков с произвольным модулем счета: *модификация межразрядных связей и управление сбросом*.

При синтезе счетчика на основе модификации межразрядных связей в таблице функционирования исключаются лишние состояния, а функции возбуждения для триггеров определяются обычным для синтеза автоматов способом. При управлении сбросом выявляется момент достижения содержимым счетчика значения $(M - 1)$, что является сигналом сброса в следующем такте. После сброса начинается новый цикл счета. Этот вариант построения счетчиков удобен тем, что для изменения модуля счета требуется лишь изменение кода, с которым сравнивается содержимое счетчика для определения момента сброса. В качестве примера построим структурную схему счетчика с $M=5$ методом модификации межразрядных связей. Функционирование счётчика отражено в табл. 14.8.

Таблица 14.8

Таблица функционирования счётчика

Исходное состояние			Следующее состояние			Функции возбуждения					
Q ₂	Q ₁	Q ₀	Q ₂	Q ₁	Q ₀	J ₂	K ₂	J ₁	K ₁	J ₀	K ₀
0	0	0	0	0	1	0	x	0	x	1	x
0	0	1	0	1	0	0	x	1	x	x	1
0	1	0	0	1	1	0	x	x	0	1	x
0	1	1	1	0	0	1	x	x	1	x	1
1	0	0	0	0	0	x	1	0	x	0	x

Для синтеза схемы используем карты Карно, полагая функции возбуждения зависимыми от трёх переменных исходного состояния (рис. 14.21).

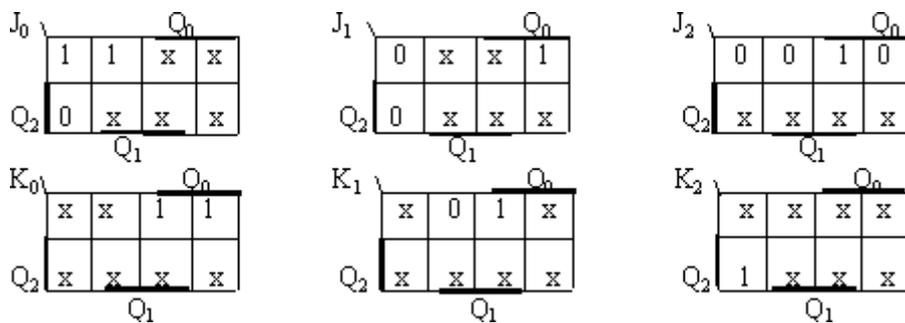


Рис. 14.21. Карты Карно для функций возбуждения триггеров счетчика

По картам получаем аналитические соотношения следующего вида:

$$J_0 = \overline{Q_2}; K_0 = K_2 = 1; J_1 = K_1 = Q_0; J_2 = Q_1 Q_0.$$

Синтезированная согласно полученным результатам схема показана на рис. 14.22.

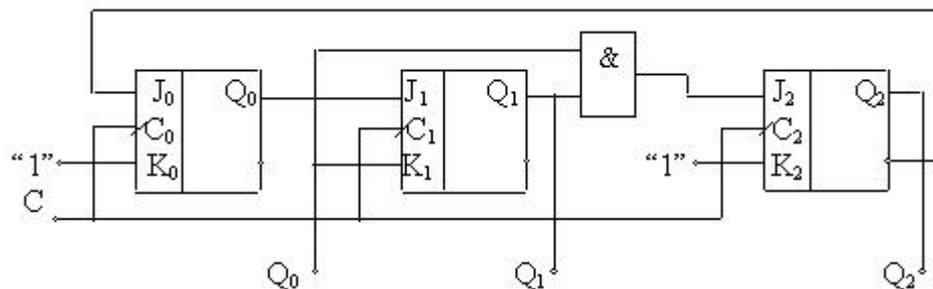


Рис. 14.22. Структура синхронного счетчика с модулем счета M=5

Синтез счетчика методом управляемого сброса. Если триггеры счетчика со сквозным переносом снабдить входами сброса и добавить дополнительный многовходовой конъюнктор, то, используя метод управляемого сброса, можно построить устройство с любым модулем

счета. Основная идея метода управляемого сброса состоит в принудительном формировании сигнала сброса в момент, когда достигается нужное значение модуля счета.

Иллюстрацией использования рассматриваемого метода может служить преобразование двоичного 4-разрядного счетчика со сквозным переносом ($M=16$) в двоично-десятичный счетчик (рис. 14.23) [5].

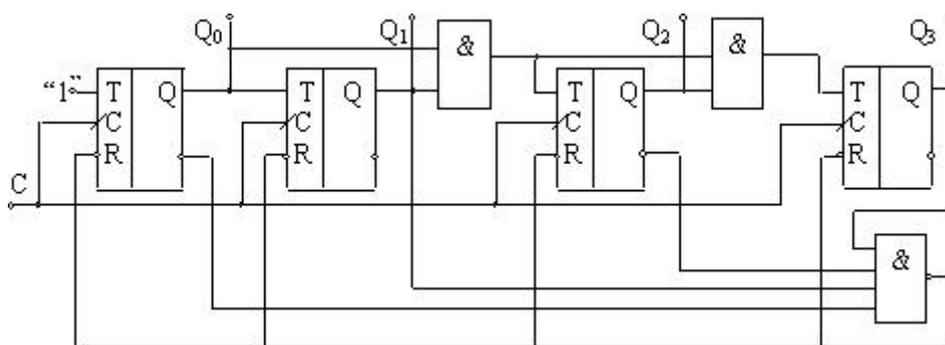


Рис. 14.23. Структурная схема 4-разрядного двоично-десятичного счетчика, синтезированного методом управляемого сброса

15. ЗАПОМИНАЮЩИЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Проектирование сложных цифровых устройств не обходится без применения запоминающих устройств (ЗУ), которые могут сохранять цифровую информацию.

Для кратковременного хранения используют регистры, состоящие из множества триггерных ячеек. Если необходимо длительное время хранить большие объемы информации, то необходимо использовать специально предназначенные для этого устройства, в частности микросхемы ЗУ. Это позволяет существенно упростить аппаратную часть электронных устройств.

Для целей хранения цифровой информации сейчас разработано большое число технических решений, причем эта часть электроники бурно развивается по пути увеличения объемов информации, уменьшения габаритов устройств, повышения надежности долговременного хранения (CD-диски, брелки и т.п.). В конспекте лекций будут рассмотрены только принципы построения и использования полупроводниковых ЗУ, т.е. устройств, выполненных в виде интегральных микро-схем [17].

15.1. Основные параметры и виды запоминающих устройств

К основным параметрам ЗУ относятся:

1. Емкость ЗУ. Единица измерения – 1 бит (разряд), 8-битное слово – байт. 2^{10} бит = 1024 бит = 1 Кбит; 2^{20} бит = 1048576 бит = 1 Мбит.

2. Организация ЗУ – это число кодовых слов с указанием их разрядности (длины). $M = NL$, где N – число кодовых слов, L – число разрядов в коде. Например: $M = 256$ бит: это могут быть ЗУ с организацией 32x8, 256x1, 64x4. Структура этих ЗУ будет разная, разная цоколёвка корпуса микросхемы и разные схемы соединения с другими элементами.

3. Динамические параметры ЗУ характеризуются многими временными параметрами. Из них наиболее важными являются следующие:

а) время выборки – время от момента подачи на вход ЗУ команды на выдачу информации до момента установления данных на выходе;

б) время выборки адреса, t_A , н.с.;

в) время выбора микросхемы, t_{CS} , н.с.;

г) время цикла записи, t_{CYWR} , н.с. – время от подачи до установления сигналов на управляющих входах в режиме записи;

д) время цикла считывания (чтения) – время от подачи до установления сигналов на управляющих входах в режиме считывания t_{CYRD} , н.с.;

е) емкости: входная C_1 , pF; выходная C_o , pF; емкость нагрузки, C_L , pF.

Следует помнить, что прежде чем считать информацию из ЗУ, требуется найти ее местоположение, т.е. определить координаты ячеек, где эта информация находится. Аналогично при записи: прежде чем записать (запомнить) нужно указать адрес, куда эта информация должна попасть. Алгоритмы управления процессами записи и считывания можно показать на временных диаграммах изменения сигналов управления (рис. 15.1).

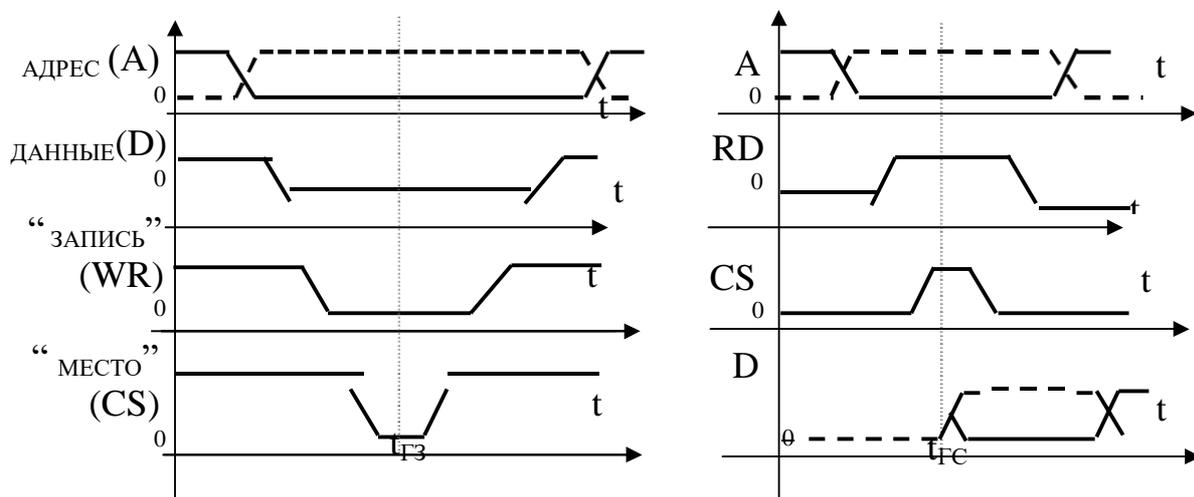


Рис. 15.1. Временные диаграммы изменения сигналов управления записью информации в ЗУ (а) и считыванием (б)

На диаграммах обозначено: А – адрес ячейки памяти; D – команда на выставление (при записи) или получение (при считывании) данных; WR – сигнал готовности к записи; RD – сигнал готовности к чтению (считыванию); CS – сигнал, определяющий микросхему, с которой нужно работать в данный момент времени; $t_{ГЗ}$ – момент готовности к записи; $t_{ГС}$ – момент готовности к считыванию. На диаграммах видно, что в ЗУ операции с данными осуществляются только в те моменты времени, когда на входах управления установлены все необходимые логические сигналы. Это необходимо для обеспечения надежной работы ЗУ. По выполняемым функциям различают: *оперативные* запоминающие устройства (ОЗУ) и *постоянные* запоминающие устройства – ПЗУ (соответствующая английская аббревиатура – RAM и ROM). Оперативные ЗУ используют для временного хранения информации, полученной в процессе работы. ОЗУ могут быть статическими и динамическими. В статических ОЗУ записанная информация хранится в виде состояния триггерных ячеек памяти и при ее считывании не разрушается. Она разрушается, когда выключается напряжение питания или ее принудительно удаляют (стирают). В динамических ОЗУ информация хранится в виде заряда конденсатора и постоянно циркулирует в массиве конденсаторов, выделенном для её хранения. Считывание из динамического ОЗУ разрушает информацию и для восстановления её нужно периодически перезаписывать (осуществлять регенерацию – «подкачку»). Широко распространенные простые запоминающие ячейки статических ОЗУ в виде триггерных схем выполняют на МОП – транзисторах либо на

биполярных транзисторах. Для обеспечения доступа к ячейкам памяти триггерные схемы снабжаются адресными и разрядными шинами (проводниками) и шинами питания. Совокупность сигналов, подаваемых извне на эти шины схемами управления, должна обеспечивать выполнение следующих режимов работы ОЗУ: «хранение», «считывание», «запись». Для динамических ячеек памяти к этим режимам добавляется «регенерация».

15.2. Статические оперативные запоминающие устройства

Упрощенные структурные схемы триггерных ячеек статических ОЗУ показаны на рис. 15.2.

В схеме (рис. 15.2, а) VT_1, VT_6, VT_3 и VT_5 (МОП-транзисторы с индуцированным каналом n -типа) работают в ключевом режиме. VT_2, VT_4 (МОП-транзисторы со встроенным каналом n -типа) выполняют роль резисторов в триггерной схеме, так как обладают начальной проводимостью. Работа ячейки поясняется таблицей истинности (табл. 15.1).

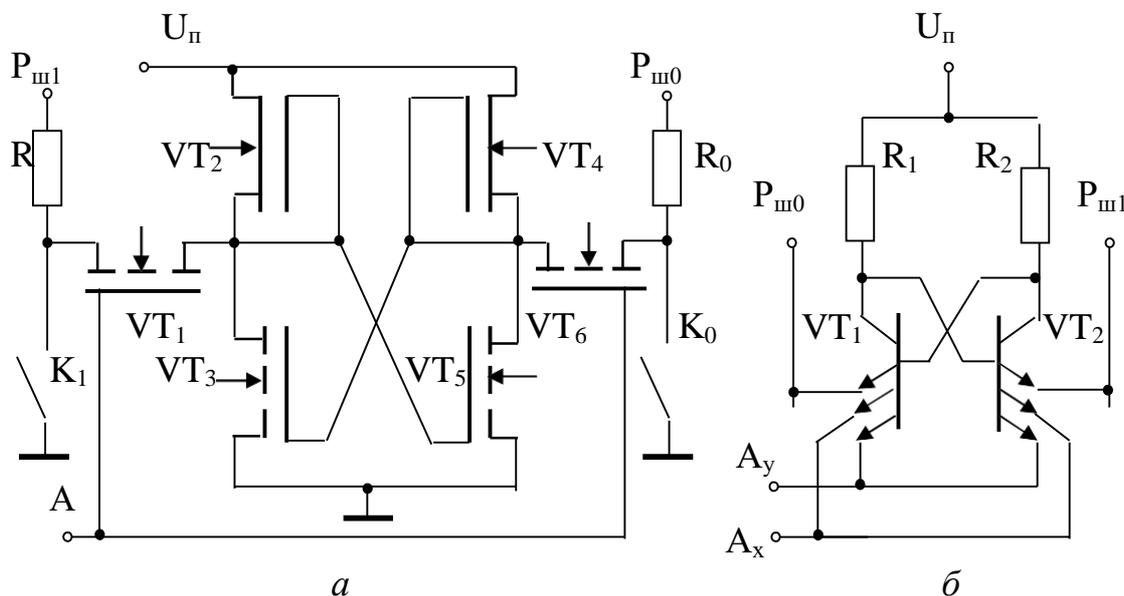


Рис. 15.2. Структурные схемы триггерных ячеек памяти на МОП-транзисторах (а) и на биполярных транзисторах (б)

Таблица 15.1

Таблица истинности ячейки

Режим	Потенциал шины $P_{ш1}$	Потенциал шины $P_{ш0}$	A	VT_1, VT_6	VT_3	VT_5
Хранение нуля	0	0	0	закрыты	закрыт	открыт
Хранение единицы	0	0	0	закрыты	открыт	закрыт
(Пример) Считыв. «1»	Импульс заряда 	Импульс заряда 	1	VT_1 открыт	открыт	закрыт
Запись «0» (Пример)	1 (ключ K_1 разомкнут)	0 (ключ K_0 замкнут)	1	открыты оба	закрыт	открыт

В режиме хранения: на адресной шине – «ноль» ($A=0$), VT_1 и VT_6 закрыты, ячейка отсоединена от $P_{ш1}$ и $P_{ш0}$. При этом на разрядных шинах потенциал равен 0, так как ключи K_1 и K_0 замкнуты. Пусть в режиме «Хранение единицы» VT_3 открыт, а VT_5 – закрыт, так как потенциал затвора VT_5 равен потенциалу стока VT_3 (это подтверждение принятого положения). В режиме считывания сначала импульсом заряжаются до уровня «1» разрядные шины $P_{ш1}$, $P_{ш0}$, затем подается потенциал «1» на адресную шину ($A=1$), транзистор VT_1 открывается и подключает $P_{ш1}$ к точке управления триггером (к стоку транзистора VT_3) при этом открытый транзистор VT_3 подключается к разрядной шине $P_{ш1}$. Заряд, присутствовавший на $P_{ш1}$, создает импульс тока в цепи разрядная шина – общая шина через открытые транзисторы VT_1, VT_3 . Протекание импульса тока является признаком считывания «1» для усилителя считывания, подключенного к разрядным шинам (на схеме не показан).

Режим записи: например, при записи «0» на $P_{ш0}$ устанавливается «0», на $P_{ш1}$ – «1», т.е. ключ K_1 размыкается, ключ K_0 – замыкается. Затем подается «1» на шину A, VT_1 и VT_6 открываются и подключают соответствующие электроды (сток VT_6 и затвор VT_3) к потенциалу «0». VT_3 закрывается, напряжение на его стоке увеличивается – открывается VT_5 , при этом закрывается и VT_1 (на его электродах напряжения сравниваются). Ячейка приняла положение записанного «0». Смена потенциала «1» адресной шины на нулевой потенциал (установка «0») переводит ячейку в режим «Хранение нуля», так как транзисторы VT_1, VT_6 отключают ячейку от $P_{ш0}$ и $P_{ш1}$.

Запоминающий (статический) элемент ОЗУ на биполярных транзисторах (рис. 15.2, б) также представляет собой триггерную ячейку,

собранный на двух многоэмиттерных транзисторах с перекрестными базовыми связями. Различные сочетания управляющих сигналов, подаваемых на шины A_x , A_y , $P_{ш1}$, $P_{ш0}$, позволяют устанавливать режимы записи, хранения и считывания.

15.3. Динамические ОЗУ

В динамических ОЗУ используют ячейки памяти, в которых уровень «1» или «0» отождествляется с наличием или отсутствием заряда конденсатора, образованного структурой транзисторов при обратных смещениях. Так как заряд не может долго храниться, следует периодически производить регенерацию зарядов, что осуществляется специально организованным управлением. По этой причине для таких ОЗУ нужно иметь режимы: хранение, считывание, запись и регенерация. Основное достоинство динамических ОЗУ – более высокая информационная емкость (почти в четыре раза). Недостаток – усложнение управления из-за необходимости регенерации.

Простейший запоминающий элемент динамического ОЗУ может быть построен на одном МОП-транзисторе (рис. 15.3, а). Используется заряд-разряд конденсатора ёмкостью $\leq 0,1\text{pF}$. Величина приращения напряжения оказывается очень малой: $0,2 - 0,25\text{ В}$. Поэтому это напряжение должно быть хорошо усилено – это влечет усложнение усилителей считывания. При считывании происходит разрушение информации, поэтому ее надо восстанавливать.

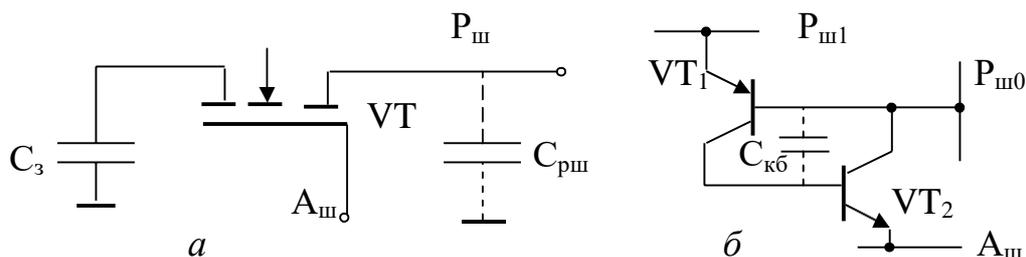


Рис. 15.3. Простейшие ячейки памяти динамических ОЗУ:
а – на МДП- транзисторе; *б* – на биполярном составном транзисторе

В схеме рис. 15.3, а запоминание «1» или «0» – это наличие или отсутствие заряда на конденсаторе $C_з$. В режиме записи сигнал, поданный на адресную шину $A_ш$, разрешает доступ к $C_з$ (транзистор открыт), заряд с разрядной шины $P_ш$ переходит на $C_з$ (большой заряд считается «1», меньший – «0»). В режиме считывания заряд с $C_з$ переходит на емкость $C_рш$ (которая является паразитной ёмкостью раз-

рядной шины), причем $C_{рш} \gg C_z$ и равна нескольким pF. Такое построение позволяет получить ОЗУ, обладающее большой информационной емкостью (несколько Мбит), но невысокой надежностью.

Для построения динамических ОЗУ на биполярных транзисторах используется специальная технология, при которой на кристалле формируется запоминающий элемент в виде емкости коллектор – база сдвоенного транзистора (рис. 15.3, б). Величина ёмкости $C_{кб}$ – около 1pF. В период хранения «конденсатор» хранит поданный на него заряд, а в режиме считывания – отдаёт его на разрядную шину.

15.4. Энергонезависимые оперативные запоминающие устройства

Основной недостаток ОЗУ – разрушение информации при снятии напряжения питания. Очевидный (и самый неэффективный) способ преодоления этого недостатка – сочетание ОЗУ и встроенной литиевой батарейки в одном корпусе микросхемы. Оригинальнее выглядит использование «запоминающих конденсаторов», которые способны сохранять электрическую поляризацию после снятия приложенного электрического напряжения (сегнето – электрический эффект). При смене направления вектора напряженности поля в таких конденсаторах меняется направление электрической поляризации кристаллического вещества. Конденсатор при этом имеет два устойчивых состояния и два различных пороговых напряжения перехода из одного состояния в другое и наоборот. Такими свойствами обладают, например, пленки цирконата – титана – свинца (PZT-керамика, $\epsilon = 1200$). Недостаток – ограниченное число циклов перезарядки, (приблизительно 10^{10} циклов). Ячейку памяти с таким конденсатором можно представить так, как показано на рис. 15.4.

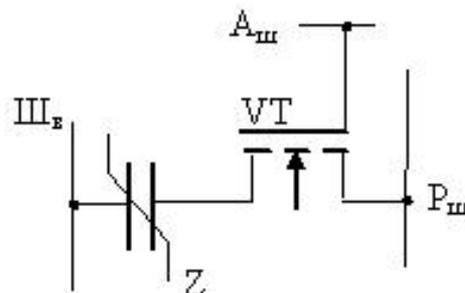


Рис. 15.4. Структурная схема ячейки памяти на основе «запоминающего» конденсатора:
 $Ш_в$ – шина импульсного возбуждения, A_{III} – адресная шина,

Можно так построить схемы управления, что при снятии питания конденсатор будет поляризоваться таким образом, чтобы его состояние соответствовало состоянию запоминаящей ячейки до отключения питания. Время поляризации примерно 10 – 20 н.с., что значительно меньше времени разрушения информации в триггере.

Более перспективными являются ЗУ, сочетающие в себе свойства быстродействия, компактности, технологичности, простоты управления при обеспечении энергонезависимости, т.е. неразрушения информации в условиях исчезновения напряжения питания. К таким ЗУ относятся, в частности, ОЗУ, называемые в международной терминологии FRAM, MRAM, PFRAM [20].

FRAM – это ЗУ ферроэлектрического типа, PFRAM – разновидность ЗУ ферроэлектрического типа, в которых используются полимерные ферроэлектрические материалы (тонкие плёнки), обладающие свойством образования диполей в своей структуре. Участки с ориентированными диполями служат запоминаящими элементами и в зависимости от направления поляризации хранят биты информации. Следует заметить, что ЗУ типа PFRAM для построения ОЗУ считаются менее перспективными вследствие их относительно небольшого быстродействия [20].

MRAM – это магниторезистивные ЗУ. В них запоминаящим элементом является участок магнитного материала, способный сохранять приданное ему состояние намагниченности независимо от наличия или отсутствия питания схемы.

15.5. Основные структуры оперативных запоминаящих устройств

Микросхемы ОЗУ могут иметь одноразрядную и многоразрядную (словарную) организацию. В структуре одноразрядной организации данные записываются и считываются по одному биту последовательным кодом, что позволяет уменьшить до минимума число вводов и выводов данных.

Структура микросхемы статического ОЗУ с одноразрядной организацией имеет вид, показанный на рис. 15.5.

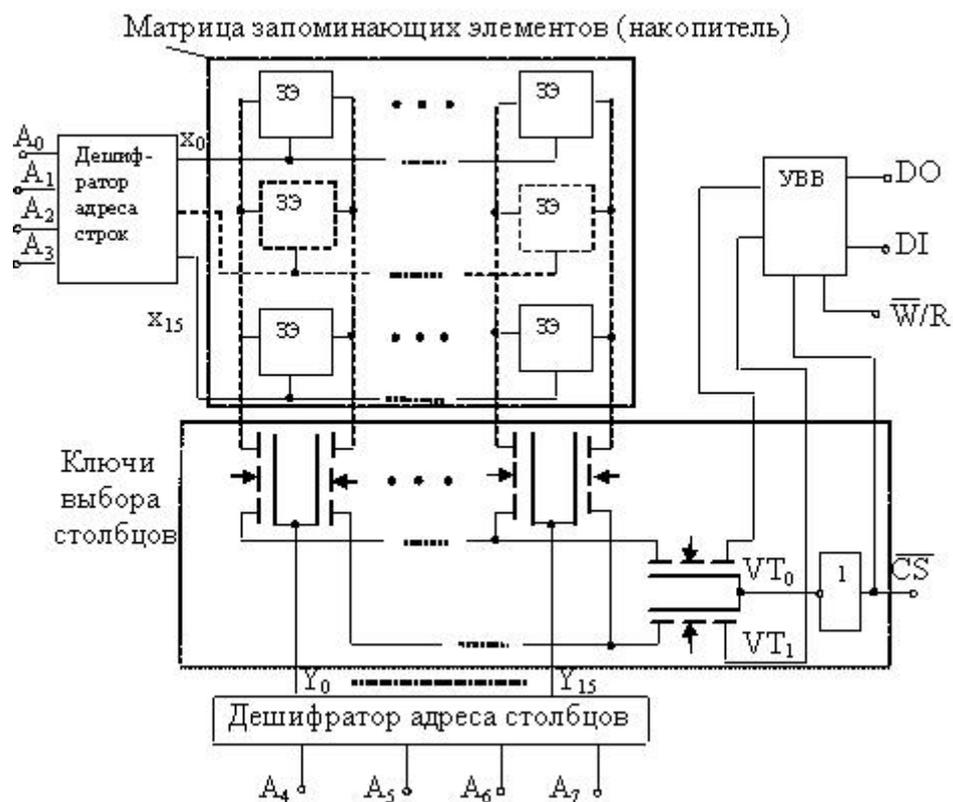


Рис. 15.5. Структурная схема одноразрядного статического ОЗУ

На рис. 15.5 обозначено: ($A_0 - A_3$) – адресные входы строк накопительной матрицы; ($A_4 - A_7$) – адресные входы столбцов матрицы; DO – выход данных при чтении (считывании); DI – вход данных при записи; $\overline{W/R}$ – вход сигнала «Запись»/ «Чтение»; CS – выбор микросхемы; УВВ – устройство ввода-вывода.

Запоминающий элемент (ЗЭ) представляет собой, например, триггерную схему, изображенную на рис. 15.2, а, причем в рассматриваемой схеме ключи выбора столбцов исполняют роль коммутаторов разрядных шин, изображенных на рисунке справа и слева возле каждого ЗЭ.

Транзисторы ЗЭ, затворами соединенные с адресной шиной элемента, подключены к шинам возбуждения строк, которые являются выходами дешифратора строк. При возбуждении строки сигналом выборки x_0-x_{15} , снимаемым с выхода дешифратора адреса строк, ключевые транзисторы открываются и подключают входы-выходы триггера к разрядным шинам. При отсутствии сигнала выборки строк ($x = 0$) ключевые транзисторы закрыты и триггер изолирован от разрядных шин. Для сохранения информации требуется источник питания, т.е. ОЗУ – энергозависимое.

Особенность МОП (КМДП)-триггеров заключается в том, что в режиме хранения они потребляют незначительную мощность от источника питания. В режиме обращения, когда переключаются элементы матрицы, дешифраторы и другие функциональные узлы микросхемы, уровень энергопотребления возрастает на два – три порядка.

Доступ к разрядным шинам столбца со стороны УВВ обеспечивается сигналом $CS = 1$, открывающим ключи VT0, VT1. Настройку УВВ на прием сигнала для записи со входа DI осуществляет сигнал $\overline{W/R} = 1$.

В большинстве микросхем памяти УВВ содержит выходной ключевой усилитель – формирователь, способный принимать три состояния на выходе: «0», «1» и третье состояние (высокоомное), имеющее обозначение «Z».

По способу управления различают асинхронные и синхронизируемые (тактируемые) ОЗУ. У асинхронных статических ОЗУ сигналы управления могут быть поданы в виде уровней напряжений, соответственно 0 и 1, у тактируемых – в форме импульса.

Структура микросхемы статического ОЗУ со словарной организацией представлена на рис. 15.6.

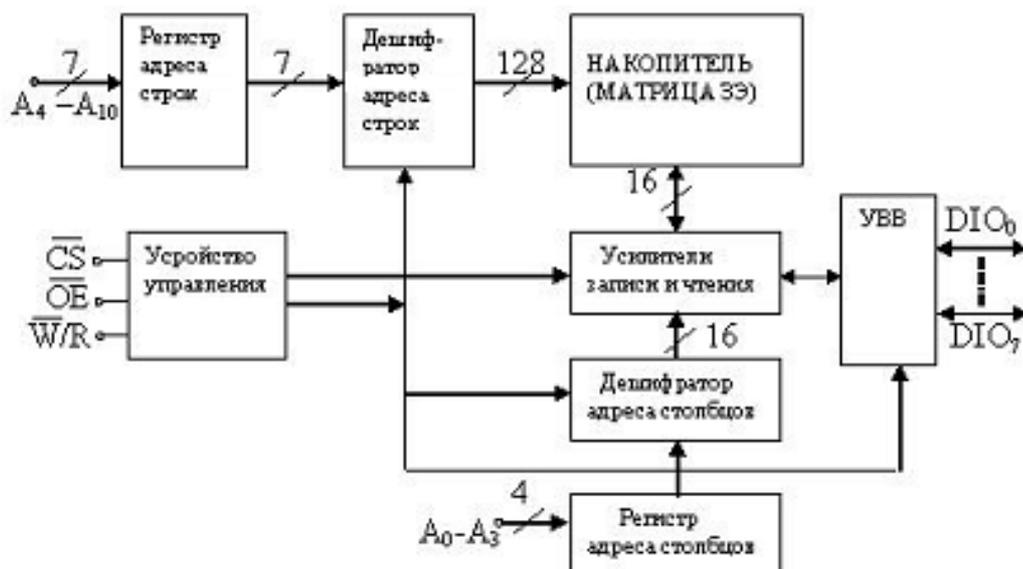


Рис. 15.6. Структурная схема статического

ОЗУ со словарной организацией

Сигнал разрешения выхода \overline{OE} позволяет в режиме хранения запрещать вывод информации: при $OE = 1$ входы-выходы $DIO_0 - DIO_7$ принимают третье состояние, информация на выходе отсутствует. В представленной схеме запись и чтение информации производится восьмиразрядными кодовыми словами, что повышает быстродействие устройства. По количеству адресуемых слов и их разрядности можно определить, что ёмкость рассматриваемого ЗУ составляет 2048 байт (2 КБ) или 16 Кбит.

Выбор определенного типа ЗУ при проектировании основывается на оценке их классификационных и статических параметров, перечисленных ниже.

Классификационные параметры:

- информационная емкость – число бит;
- число разрядов адреса – число слов адреса;
- число разрядов слова в ЗУ;
- K_p – коэффициент разветвления по выходу (нагрузочная способность);
- число циклов перепрограммирования;
- $P_{\text{потр.}}$ – мощность потребления в рабочем режиме;
- $P_{\text{нагр.}}$ – мощность потребления в режиме хранения;
- время хранения информации (быстродействие).

Статические параметры:

- U_{cc} – напряжение источника питания;
- I_{cc} – ток потребления;
- U_{ccs} – напряжение питания в режиме хранения;
- I_{ccs} – ток питания в режиме хранения;
- U_1 – уровень логической 1;
- U_0 – уровень логического нуля.

15.6. Постоянные запоминающие устройства

Постоянные запоминающие устройства (ПЗУ) предназначены для хранения информации, остающейся неизменной в течение длительного времени или всего времени эксплуатации устройства. Такая

информация обычно представляет собой либо кодовые преобразования, либо последовательности кодов управления согласно заданному алгоритму, либо константы, которые требуются для определенных вычислений.

В зависимости от технологии записи информации различают три подкласса ПЗУ: *масочные ПЗУ*, *программируемые* (прожигаемые) ПЗУ, *репрограммируемые ПЗУ*. ПЗУ обозначают на схемах аббревиатурой ROM.

В масочные ПЗУ, или ROM(M), информация записывается в процессе изготовления микросхем с помощью шаблона (маски). Прожигаемые ПЗУ – это однократно программируемые ПЗУ (программирование может делать пользователь). Репрограммируемые ПЗУ – ПЗУ, способные к многократному перепрограммированию.

В масочных ПЗУ используется простой принцип программирования: заготовка микросхемы (кристалл) формируется со всеми соединениями между элементами, а затем ненужные соединения ликвидируются. Элементом связи могут быть диоды, транзисторы, металлические перемычки и т.п. Фрагмент структуры диодного ROM(M) показан на рис. 15.7.

Принцип представления информации в таких ЗУ состоит в том, что информация представляется в виде наличия или отсутствия соединения между шинами адреса и шинами данных. Используя указанный принцип, разработаем структуру диодного ПЗУ, реализующего произвольную таблицу истинности, представленную в табл. 15.2.

Таблица 15.2

Таблица истинности ПЗУ

Вход		Выход								Сигнал
A ₁	A ₀	DO ₀	DO ₁	DO ₂	DO ₃	DO ₄	DO ₅	DO ₆	DO ₇	шины A
0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	A _{ш0}
0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	A _{ш1}
1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	A _{ш2}
1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	A _{ш3}

Анализ табл. 15.2 показывает, что ЗУ должно содержать 32 бита двоичной информации и иметь восьмиразрядный выход, при этом выходное слово должно появляться на выходе при обращении к ЗУ с помощью двухразрядного слова. На основании анализа строим структурную схему на базе координатной сетки, содержащей восемь

столбцов и четыре строки. Используем дешифратор 2 – 4 для создания адресных шин координатной сетки (рис. 15.7).

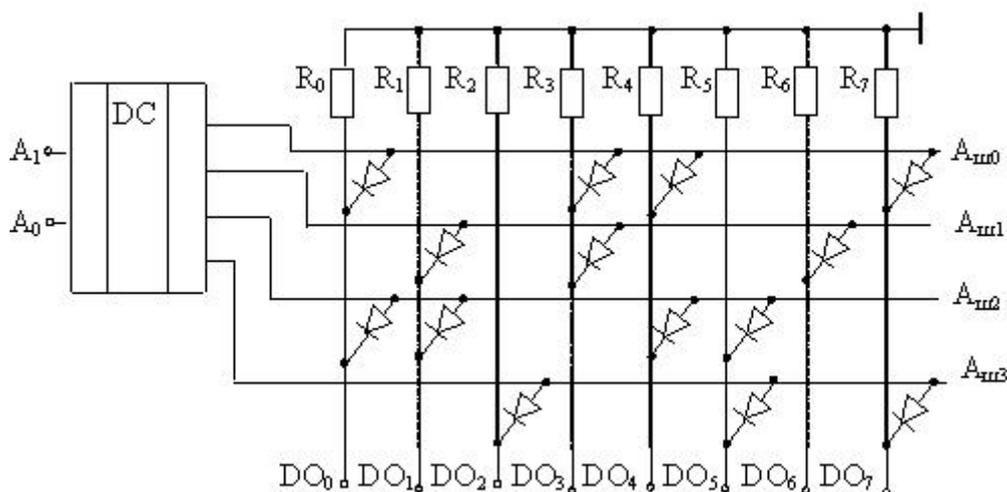


Рис. 15.7. Структурная схема масочного диодного ПЗУ

Масочные ПЗУ применяются для хранения информации, имеющей широкий круг потребителей. В частности, масочные ЗУ используют в качестве знакогенераторов кодов для букв различных алфавитов, как таблицы типовых функций и т.п.

Другим видом однократно программируемого ЗУ являются ЗУ типа PROM. Микросхемы PROM программируются удалением или созданием специальных перемычек. Принцип программирования похож на таковой для масочных ЗУ. В структурах с плавкими перемычками при программировании лишние перемычки удаляются путем расплавления импульсом тока. Плавкие перемычки (металлические или поликристаллические) включаются в цепи диодов или транзисторов.

В исходном состоянии запоминающий элемент хранит логическую единицу. После разрушения перемычки запоминающий элемент будет хранить логический нуль.

Схемы с создаваемыми перемычками в качестве исходных имеют непроводящие соединители в виде двух встречно включенных диодов либо тонкого диэлектрического слоя. При программировании импульсом повышенного напряжения в первом случае пробивается один из диодов, а во втором – диэлектрический слой, после чего в месте пробоя возникает проводящая перемычка. Принцип программирования в ЗУ типа PROM можно пояснить рис. 15.8.

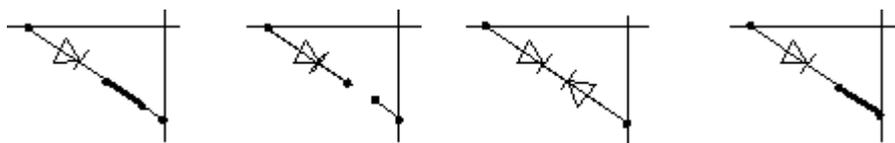


Рис. 15.8. Состояние соединений до и после программирования в структурах с удаляемыми и создаваемыми перемычками

ПЗУ типа ROM(M) и PROM после программирования становятся для потребителя постоянными в буквальном смысле, так как изменить их содержание нельзя. Более широкие возможности предоставляют ПЗУ, содержимое которых может изменять сам пользователь с помощью специального оборудования (программаторов). Различают несколько типов таких ПЗУ: EPROM, EEPROM, FLASH, в которых содержимое может быть изменено путем стирания старой информации и записи новой.

В ЗУ типа EPROM стирание выполняется ультрафиолетовым облучением кристалла в специальных устройствах, поэтому на русском языке такие ПЗУ носят название РПЗУ-УФ. В ЗУ типа EEPROM стирание производится электрическим сигналом, поэтому русское название таких микросхем – РПЗУ-ЭС (репрограммируемое ПЗУ с электрическим стиранием), либо ЭСППЗУ (электрически стираемое программируемое ПЗУ). Запись в EPROM и EEPROM производится электрическим сигналом. Следует заметить, что микросхемы EEPROM позволяют осуществить их программирование, не изымая микросхему из устройства, в котором они используются.

Флэш-память (ЗУ типа FLASH) по основным принципам работы подобна рассмотренным выше ЗУ. Запоминающие элементы памяти FLASH подобны применяемым в EPROM и EEPROM, но ЗУ типа FLASH имеют структурные и технологические особенности, существенно улучшающие общие свойства репрограммируемых ЗУ [20].

В РПЗУ носителем информации (запоминающим элементом) является МОП-транзистор, поэтому используются два вида запоминающих элементов на:

- МОП-транзисторах с плавающим затвором (в РПЗУ-УФ);
- МНОП (МНДП)-транзисторах (в РПЗУ-ЭС).

За счет этого обеспечивается возможность неоднократной записи и считывания информации. РПЗУ способны к многократному (от 25 до 10000 раз) перепрограммированию без потери работоспособности.

Это достигается применением «управляемых перемычек», функции которых выполняют МНОП-транзисторы и транзисторы n -МОП с плавающим затвором с использованием механизма лавинной инжекции заряда (ЛИЗМОП).

Виды структур элементов памяти РПЗУ – структуры транзисторов типа МНОП (МНДП) и ЛИЗМОП представлены на рис. 15.9.

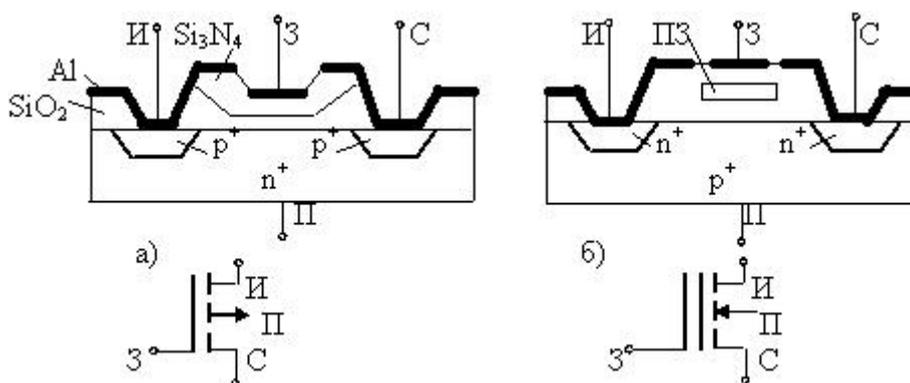


Рис. 15.9. Структура и условные обозначения полевых транзисторов:

a – типа МНОП, *б* – с двумя затворами (плавающим и управляющим)

В рассматриваемых структурах процесс программирования – это занесение заряда под затвор. Для этого, например, в транзисторах типа p -МОП между затвором и подложкой дается импульс напряжения отрицательной полярности с амплитудой 30 – 40 В. При этом под действием сильного электрического поля электроны преодолевают тонкий слой SiO_2 и скапливаются у границы слоя Si_3N_4 . Накопленный заряд снижает пороговое напряжение открытия транзистора, снижая сопротивление канала между истоком и стоком. Наличие заряда под затвором соответствует состоянию логической «1». Логическому «0» соответствует состояние транзистора без заряда в диэлектрике под затвором. Для того, чтобы этого достигнуть подают на затвор импульс положительной полярности с амплитудой (30 – 40) В. Электроны при этом вытесняются в подложку. Передаточная характеристика смещается в область высоких пороговых напряжений. Таким образом, вытеснение заряда из подзатворного диэлектрика – это *режим стирания*.

Режимы программирования и стирания можно осуществить с помощью напряжения одной полярности (отрицательной для p -МНОП, положительной для n -МНОП). В этом случае используется явление лавинной инжекции электронов под затвор, которая происходит, если (для p -МНОП) к истоку и стоку приложить импульс отрицатель-

ного напряжения (30 – 40) В, а затвор и подложку соединить с корпусом. В результате электрического пробоя переходов исток-подложка и сток-подложка происходит лавинное размножение электронов и инжекция некоторых из них, обладающих достаточной энергией, на границу между слоями диэлектрика. В результате происходит «запись единицы», т.е. снижение порогового напряжения открытия транзистора. Для стирания достаточно подать импульс отрицательного напряжения на затвор. При этом электроны вытесняются в подложку, что вызывает увеличение модуля порогового напряжения открытия транзистора (возникает состояние логического «0»).

В режиме считывания на затвор подают напряжение, значение которого лежит между двумя пороговыми уровнями. Если в запоминающий элемент была записана логическая «1», транзистор откроется, если логический «0» – нет.

Вариант элемента памяти (ЭП) по структуре ЛИЗМОП с двойным затвором (рис. 15.9, б) представляет собой *n*-МОП-транзистор, у которого в подзатворной области диэлектрика SiO₂ сформирована область из металла или поликристаллического кремния – «плавающий» затвор (ПЗ).

В режиме программирование на управляющий затвор, исток и сток подают напряжение (21 – 25) В положительной полярности. В обратно смещенных *p-n*-переходах возникает процесс лавинного размножения носителей заряда и часть электронов инжектируется в ПЗ. В результате накопления на ПЗ отрицательного заряда передаточная характеристика транзистора смещается в область высокого порогового напряжения (пороговое напряжение открытия транзистора увеличивается), что соответствует записи логического «0».

В режиме стирание происходит вытеснение заряда из области ПЗ: в РПЗУ-ЭС – электрическим сигналом, в РПЗУ-УФ – с помощью облучения ультрафиолетовыми лучами. В первом случае импульсом положительного напряжения, подаваемым на управляющий затвор, снимают заряд электронов с ПЗ, восстанавливая низкий уровень порогового напряжения, что соответствует состоянию логической «1». В структурах РПЗУ-УФ при облучении электроны рассасываются с ПЗ в подложку вследствие усиления теплового движения за счет энергии, полученной от источника УФ излучения. Режим считывание осуществляется также, как в ЭП на МНОП-структурах.

Режим хранения обеспечивается отсутствием напряжений на электродах ЭП с тем, чтобы исключить рассасывание заряда, имею-

щегося в диэлектрической среде. Время сохранения заряда для некоторых схем составляет от нескольких тысяч часов до нескольких лет. Например, микросхема РПЗУ-УФ типа К573РФ6 имеет гарантийный срок хранения информации без питания пять лет.

15.7. Структурная схема РПЗУ-ЭС (EPROM)

В РПЗУ-ЭС обеспечиваются четыре режима работы: *хранение, считывание, стирание, запись (программирование)*. Для выполнения этих режимов РПЗУ содержит все элементы, необходимые для работы микросхемы в качестве ПЗУ: матрицу элементов памяти (ЭП), дешифраторы кода адреса строк и столбцов, устройство ввода-вывода (УВВ), устройство управления. Кроме этих узлов в схеме имеются функциональные узлы, обеспечивающие работу схемы в режимах стирания и программирования (записи): селектор (блок ключей выбора столбцов), коммутаторы режимов и формирователи импульсов напряжения требуемой амплитуды и длительности из напряжения программирования U_{PR} (рис. 15.10). Сигналы управления имеют следующее назначение:

- PR – разрешение режима записи (программирования);
- RD – разрешение чтения (считывания);
- ER – разрешение стирания;
- CS – выбор микросхемы.

Селектор выбирает из 128-разрядного кода на своем входе восемь разрядов, выдаваемых на выход через УВВ. Селектором управляют четыре младшие разряда адресного кода, которые после дешифрации обеспечивают выборку одного восьмиразрядного слова из 16 слов, содержащихся в выбранной строке.

Многие микросхемы группы ЭС допускают адресное стирание (избирательное построчное стирание по адресу).

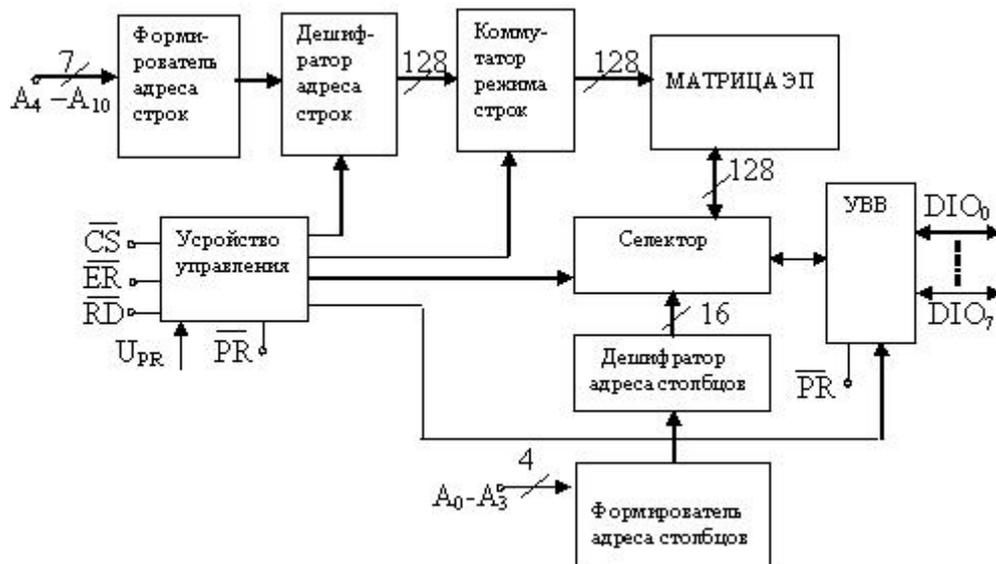


Рис. 15.10. Структурная схема репрограммируемого ПЗУ с электрической записью и стиранием (EEPROM) (микросхема КР1601РР3)

При эксплуатации микросхем РПЗУ необходимо обеспечить требуемый порядок включения и выключения напряжений питания и программирования. Например, для микросхемы КР1601РР3 в режиме программирования при включении вначале подают + 5 В, затем – 12 В и последним – напряжение программирования. При выключении последовательность меняется на противоположную.

15.8. Постоянные запоминающие устройства РПЗУ-УФ

РПЗУ-УФ имеют устройство и режимы работы похожие на рассмотренные выше, однако процесс стирания существенно отличается.

Для стирания микросхему нужно извлечь из контактного устройства, замкнуть все выводы полоской фольги и поместить под источник излучения, обеспечив охлаждение корпуса. Источники ультрафиолетового излучения – ртутные лампы и лампы с парами ртути в кварцевых баллонах: РДТ-220, ДРТ-375, ДБ-8, ДБ-60 и др. Время стирания 30 – 60 минут. Расстояние от корпуса до баллона лампы должно быть 2,5 см. Необходимо обеспечить чистоту стекла корпуса микросхемы, иначе стирание может быть неполным. Режимы работы обеспечиваются сигналами управления подобными рассмотренным, однако у некоторых микросхем есть режим контроля записи, который

реализуется вслед за программированием. Группа м/схем РПЗУ-УФ в отечественной комплектации была представлена серией К573РФ [17]. Наиболее сложную структуру имеет микросхема К573РФ3 с организацией (4к · 16). Она имеет встроенные интерфейсные средства для обеспечения режима обмена со стандартной магистралью. Кроме того, у нее есть встроенное программируемое адресное устройство, которое позволяет без дополнительных средств объединять до восьми микросхем в блок ПЗУ.

15.9. Условные обозначения микросхем и сигналов управления запоминающими устройствами (примеры УГО ЗУ)

1. Микросхемы оперативных запоминающих устройств (ОЗУ) представлены на рис. 15.11.

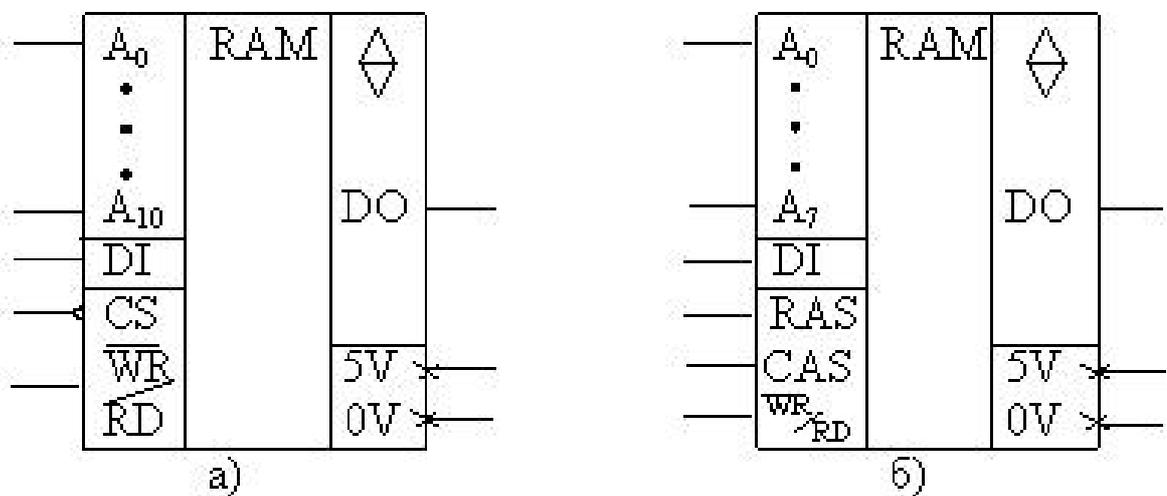


Рис. 15.11. Условные обозначения статического (а) и динамического (б) ОЗУ

2. Микросхемы постоянных запоминающих устройств (ПЗУ) представлены на рис. 15.12.

На рис. 15.11 и 15.12 изображены ЗУ со знаком на выходе микросхем. Этот знак показывает, что выходные цепи ЗУ выполнены по

схеме с третьим состоянием, т.е. на выходе информация появится только тогда, когда на входе CS будет установлен *активный уровень* сигнала.

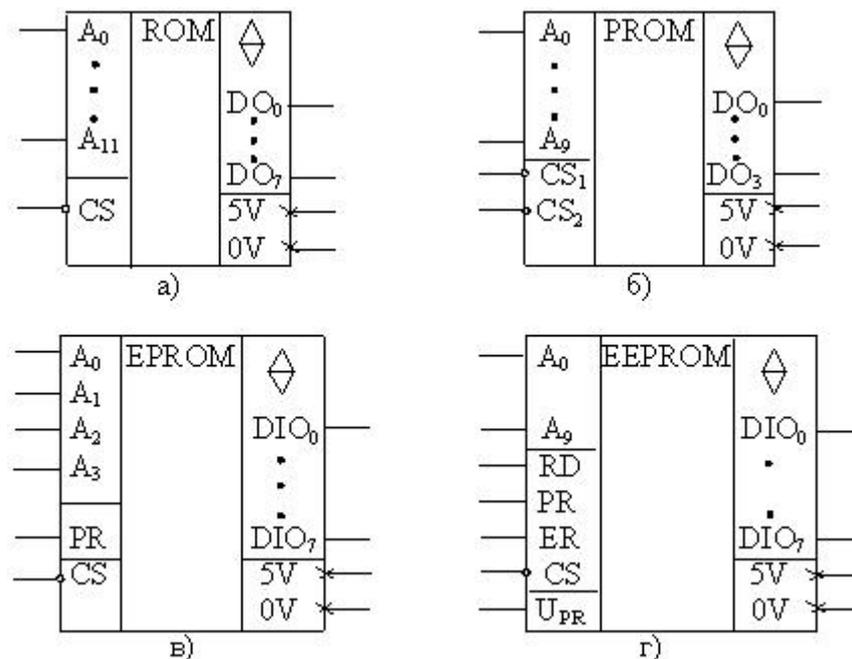


Рис. 15.12. Условные обозначения постоянных запоминающих устройств:
a – масочное ПЗУ; *б* – «прожигаемое» ПЗУ; *в* – репрограммируемое ПЗУ
 со стиранием ультрафиолетовым излучением;
г – ПЗУ с электрическим стиранием

На выходе микросхемы могут быть изображены другие значки, указывающие тип выхода ЗУ:

- \diamond – выход с 3-м состоянием;
- \diamond – выходные цепи имеют открытый коллектор;
- \diamond – выходные цепи имеют открытый эмиттер.

Обозначения сигналов и выводов микросхем ЗУ имеют следующий смысл:

$A_0 - A_n$ – обозначение адресных входов, номер соответствует разряду двоичного кода в адресном кодовом слове;

DI, DO – обозначение выводов входа и выхода данных;

$DIO_0 - DIO_n$ – обозначение выводов, которые могут быть либо входами, либо выходами данных, номер соответствует разряду двоичного кода в выходном кодовом слове;

CS – выбор микросхемы;

WR/RD – сигнал запись (считывание);

RAS – строб адреса строк;

CAS – строб адреса столбцов;

PR – сигнал программирования;
 U_{PR} – напряжение программирования;
 RD – сигнал считывания (чтения);
 ER – сигнал стирания.

15.10. Флэш-память

Флэш-память (Flash-Memory) по принципам работы и типу запоминающих элементов подобна ЗУ типа EEPROM с программированием МОП-транзисторов с плавающим затвором.

В схемах Flash данные стираются электрическими сигналами. За счет упрощения структуры и процедур стирания в схемах Flash достигается высокий уровень интеграции и быстродействия. Запоминание данных осуществляется с помощью зарядов-разрядов плавающих затворов матрицы МОП-транзисторов. Заряд производится с помощью лавинной инжекции электронов в область плавающего затвора, а при стирании используется туннелирование электронов через тонкий слой диэлектрика. При этом в качестве запоминающего элемента используются модифицированные МОП-транзисторы, например, МОП-транзисторы с многоуровневым хранением заряда, либо МОП-транзисторы с зеркальным битом [20].

Технологически проще выполняется структура МОП-транзистора с *зеркальным битом*. Основной структуры флэш-памяти является матрица запоминающих элементов из МОП-транзисторов на основе ячеек ИЛИ-НЕ либо И-НЕ (рис. 15.13).

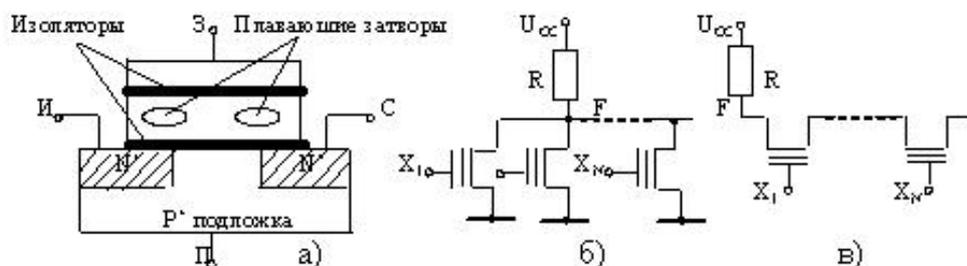


Рис. 15.13. Структура запоминающего элемента с зеркальным битом (а) и схемы ячеек ИЛИ-НЕ (б), И-НЕ (в)

В запоминающем элементе с зеркальным битом области истока и стока идентичны, а запоминающая область выполнена так, что

группы электронов (плавающие затворы) могут длительно храниться независимо друг от друга.

Структура микросхем Flash-памяти содержит матрицу ячеек логических элементов, построенных на запоминающих МНОП-транзисторах (рис. 15.13, б, в). Считается, что ячейки И-НЕ обеспечивают большую компактность, но имеют меньшее быстродействие по сравнению с ячейками ИЛИ-НЕ. Ячейки ИЛИ-НЕ обеспечивают более быстрый доступ к словам при произвольной выборке.

Структура матрицы накопителя Flash-памяти представлена на рис. 15.14.

В накопителе каждый столбец матрицы представляет собой совокупность параллельно соединенных МНОП-транзисторов. На словарные линии выборки (строки) в процессе выборки подают уровень напряжения, при котором транзисторы могут открыться (высокий логический уровень). Транзисторы невыбранных строк будут заперты. В выбранной строке откроются те транзисторы, в плавающих затворах которых отсутствует заряд электронов. Открывшиеся транзисторы передадут высокий логический уровень напряжения на разрядные линии считывания.

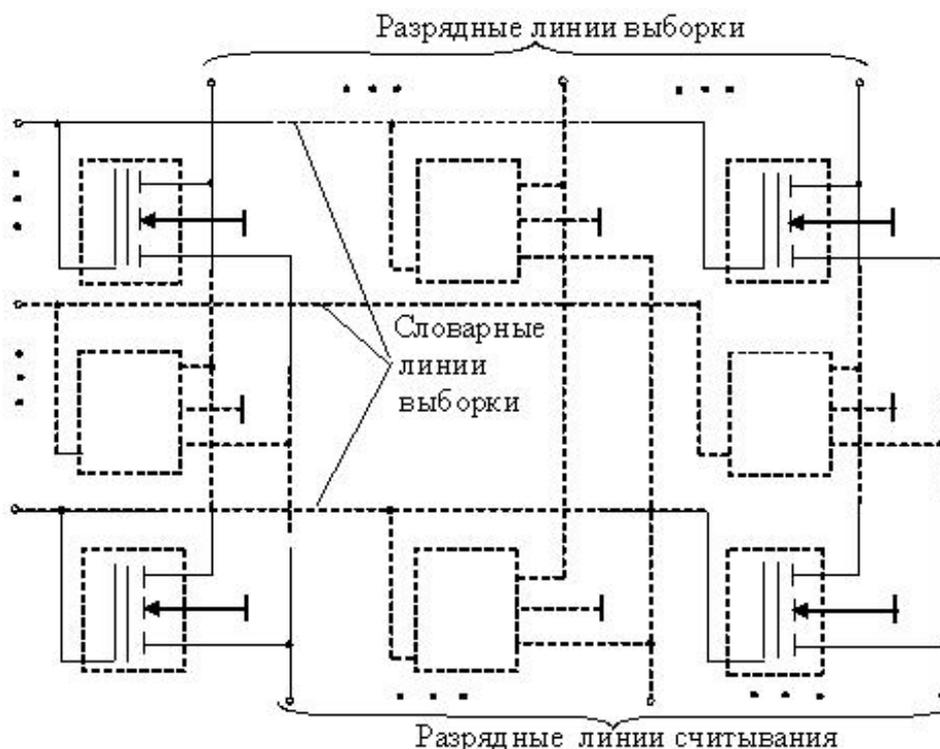


Рис. 15.14. Структура матрицы накопителя Flash-памяти на основе ячеек ИЛИ-НЕ

Управление микросхемами Flash-памяти имеет более сложный характер по сравнению с традиционным способом управления схема-

ми памяти с помощью адресных и управляющих сигналов. Flash-память имеет управление словами-командами, предварительно записанными в специальный внутренний командный регистр. Слова-команды имеют в своём составе команды, обеспечивающие подготовку и выполнение операций стирания, программирования и проверки, чтения и сброса.

Команда сброса является средством устранения действия команд стирания и программирования, что повышает надежность хранения информации.

Флэш-память имеет две разновидности, обусловленные двумя основными направлениями использования. Первая – хранение не очень часто изменяемых данных. Вторая – замена памяти на жёстких магнитных дисках. Микросхемы первого направления имеют блочную несимметричную структуру. В составе этих микросхем имеется так называемый загрузочный блок (Boot-блок), в котором информация надежно защищена аппаратными средствами от случайного стирания.

В Boot-блоке хранятся программы инициализации системы, позволяющие ввести её в работу после подачи питания. Микросхемы второго направления имеют блочную симметричную структуру с идентичными блоками и более развитые средства перезаписи информации. Такую Flash-память называют файловой. Она служит основным средством замены традиционного сочетания жёсткий диск + динамическое ОЗУ на Flash-память + статическое ОЗУ, что особенно эффективно в портативных компьютерах.

Пример условного обозначения (внешняя организация) файловой Flash-памяти показан на рис. 15.15 [20].

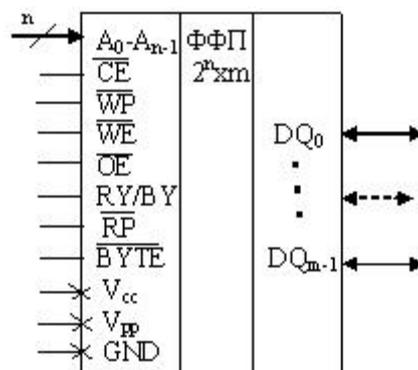


Рис. 15.15. Пример условного обозначения микросхемы файловой флэш-памяти

Обозначения выводов и сигналов, показанных на рис. 15.15, имеют следующий смысл: A_0 – младший бит адреса, A_{n-1} – старший бит адреса, n – число разрядов адреса; DQ_0 – младший бит выходных данных; DQ_{m-1} – старший бит выходных данных на двунаправленной шине данных. Сигнал \overline{CE} – разрешение (выбор) кристалла; \overline{OE} – перевод (установка) выхода в третье состояние; сигнал \overline{WE} управляет доступом к внутреннему автомату управления процессами стирания/(записи); сигнал \overline{WP} – разрешение защиты записи в блоках (каждый блок имеет бит запрещения записи);

сигнал $\overline{RY}/\overline{BY}$ – индицирует состояние внутреннего автомата записи; сигнал \overline{RP} – установка режима малой мощности потребления; сигнал \overline{BUTE} вводит схему либо в байтовый, либо в словарный режим.

Микросхемы файловой флэш-памяти в настоящее время имеют информационную ёмкость несколько Гбит при байтовой разрядности 8/16 бит и напряжении питания от 5 до 1,8 В.

16. НАПРАВЛЕНИЯ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ

Перспективы и направления развития электроники зависят в первую очередь от научных достижений в области физики, химии, математики и техники полупроводников. Электроника, связанная с нарастающими информационными потоками, давно уже перешла в область микроэлектроники, где достигнуты впечатляющие успехи благодаря миниатюризации, снижению потребления энергии, повышению быстродействия, расширению функциональных возможностей электронных средств.

В настоящее время наблюдается переход от микроструктур к наноструктурам, что сулит дальнейшее увеличение степени интеграции полупроводниковых приборов и улучшение энергетических параметров базовых элементов электроники, в первую очередь транзисторов, а на их основе – всех других функциональных узлов электроники. По мнению ведущих ученых наноструктуры будут основной элементной базой в ближайшие 30 – 50 лет [23]. Следует при этом заметить, что технология изготовления наноструктурных электронных чипов существенно сложнее технологии изготовления микроструктурных чипов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Якубовский, С.В. Аналоговые и цифровые интегральные схемы / С.В. Якубовский, Н.А. Барканов, Б.П. Кудряшов; под ред. С.В. Якубовского. – М.: Сов. радио, 1979. – 336 с.: ил.

2. Опадчий, Е.Ф. Аналоговая и цифровая электроника: учебник для вузов / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров; под ред. О.П. Глудкина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2002. – 768 с.: ил.

3. Аллен, Ф. Электронные схемы с переключаемыми конденсаторами / Ф. Аллен, Э. Санчес-Синенсио. – М.: Мир, 1989. – 205 с.: ил.

4. Быстров, Ю.А. Электронные приборы для отображения информации / Ю.А. Быстров, И.И. Литвак, Г.М. Персианов. – М.: Радио и связь, 1985. – 240 с.: ил.

5. Будинский, Я. Логические цепи в цифровой технике / К. Юнга; под ред. Б.А. Калабекова; пер. с чешск. – М.: Связь, 1977. – 392 с.: ил.

6. Гутников, В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах учебное пособие / В.С. Гутников. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.: ил.

7. Гусев, В.Г. Электроника: учебное пособие для приборостроительных специальностей вузов / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – 2-е изд. – М.: Высш. шк., 1991. – 662 с.: ил.

8. Ефимов, И.Е. Микроэлектроника. Физические и технологические основы, надежность / И.Е. Ефимов, И.Я. Козырь, Ю.И. Горбунов. – М.: Высш. шк., 1986. – 464 с.: ил.

9. Жеребцов, И.П. Основы электроники / И.П. Жеребцов. – Л.: Энергоатомиздат, 1989. – 352 с.: ил.

10. Мулявка, Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами / Я. Мулявка. – М.: Мир, 1992. – 205 с.: ил.

11. Основы теории цепей: учебник для вузов / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. – М.: Энергия, 1975. – 752 с.: ил.

12. Основы промышленной электроники: учебник для вузов / В.Г. Герасимов, О.М. Князьков, А.Е. Краснопольский, В.В. Сухорук; под ред. В.Г. Герасимова. – М.: Высш. шк., 1978. – 336 с.: ил.

13. Полупроводниковые приборы: диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы: справочник / А.В. Баюков, А.Б. Гитцевич, А.А. Зайцев и др.; под общ. ред. Н.Н. Горюнова. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 744 с.: ил.

14. Прянишников, В.А. Электроника: курс лекций / В.А. Прянишников. – СПб.: Корона принт, 1998. – 400 с.: ил.
15. Полупроводниковые приборы: Транзисторы: справочник / В.Л. Аронов, А.В. Баюков, А.А. Зайцев и др.; под общ. ред. Н.Н. Горюнова. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 904 с.: ил.
16. Проектирование радиоэлектронных устройств на интегральных микросхемах: учебное пособие для вузов / Под ред. С.Я. Шаца. – М.: Сов. радио, 1976. – 312 с.: ил.
17. Полупроводниковые БИС запоминающих устройств: справочник / В.В. Баранов, Н.В. Бекин, А.Ю. Гордонов и др.; под ред. А.Ю. Гордонова и Ю.Н. Дьякова. – М.: Радио и связь, 1987. – 360 с.: ил.
18. Степаненко, И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем учебник / И.П. Степаненко. – М.: Энергия, 1973. – 608 с.: ил.
19. Токхейм, Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм; пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 392 с.: ил.
20. Угрюмов, Е.П. Цифровая схемотехника: учебное пособие для вузов/ Е.П. Угрюмов.– СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 800 с.: ил.
21. Цыкин, Г.С. Электронные усилители / Г.С. Цыкин. – М.: Связь, 1965. – 511 с.: ил.
22. Шило, В.Л. Популярныe цифровые микросхемы: справочник / В.Л. Шило. – М.: Радио и связь, 1987. – 352 с.: ил.
23. Щука, А.А. Нанoeлектроника /А.А. Щука. – М.: Физматкнига, 2007. – 464 с.: ил.
24. Электротехника: программирование учебное пособие для неэлектротехнических специальностей вузов / В.Г. Герасимов, Х.Э. Зайдель, В.В. Коген-Далин и др.; под ред. В.Г. Герасимова. – М.: Высш. шк., 1983. – 480 с.: ил.
25. Электроника. Энциклопедический словарь / Гл. ред. В.Г. Колесников. – М.: Советская энциклопедия, 1991. – 688 с.: ил.
26. Ялышев, А.У. Многофункциональные аналоговые регулирующие устройства автоматики / А.У. Ялышев, О.И. Разорёнов. – М.: Машиностроение, 1981. – 399 с.: ил.

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

ФГБОУ ВО «Уральский государственный горный университет»



УТВЕРЖДАЮ
И.о. проректора по учебно-методической работе
В. В. Зубов

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ОРГАНИЗАЦИИ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ И ЗАДАНИЯ ДЛЯ ОБУЧАЮЩИХСЯ

Б1.О.29 ОСНОВЫ РОССИЙСКОЙ ГОСУДАРСТВЕННОСТИ

Направление

15.03.06 Мехатроника и робототехника

Профиль

Мехатроника и робототехника промышленных производств

Авторы: Бачинин И.В. к.п.н, Старостин А.Н., к. ист. н.

Одобрены на заседании кафедры

Геологии

(название кафедры)

Зав. кафедрой

(подпись)

Бачинин И.В.

(Фамилия И.О.)

Протокол № 1 от 25.09.2024

(Дата)

Рассмотрены методической комиссией

Горно-механического факультета

(название факультета)

Председатель

(подпись)

Осипов П.А.

(Фамилия И.О.)

Протокол № 2 от 18.10.2024

(Дата)

Екатеринбург

Содержание

Методические указания по освоению дисциплины	3
Освоение лекционного курса	3
Самостоятельное изучение тем курса	3
Подготовка к практическим (семинарским) занятиям	6
Подготовка к тестированию	8
Подготовка к промежуточной аттестации	9

Методические указания по освоению дисциплины

Освоение лекционного курса

Лекции по дисциплине дают основной теоретический материал, являющийся базой для восприятия практического материала. После прослушивания лекции необходимо обратиться к рекомендуемой литературе, прочитать соответствующие темы, уяснить основные термины, проблемные вопросы и подходы к их решению, а также рассмотреть дополнительный материал по теме.

Главное в период подготовки к лекционным занятиям – научиться методам самостоятельного умственного труда, сознательно развивать свои творческие способности и овладевать навыками творческой работы. Для этого необходимо строго соблюдать дисциплину учебы и поведения. Четкое планирование своего рабочего времени и отдыха является необходимым условием для успешной самостоятельной работы. В основу его нужно положить рабочие программы изучаемых в семестре дисциплин.

Каждому студенту следует составлять еженедельный и семестровый планы работы, а также план на каждый рабочий день. С вечера всегда надо распределять работу на завтрашний день. В конце каждого дня целесообразно подводить итог работы: тщательно проверить, все ли выполнено по намеченному плану, не было ли каких-либо отступлений, а если были, по какой причине это произошло. Нужно осуществлять самоконтроль, который является необходимым условием успешной учебы. Если что-то осталось невыполненным, необходимо изыскать время для завершения этой части работы, не уменьшая объема недельного плана.

Одним из важных элементов освоения лекционного курса является самостоятельная работа на лекции. Слушание и запись лекций – сложный вид вузовской аудиторной работы. Внимательное слушание и конспектирование лекций предполагает интенсивную умственную деятельность студента. Краткие записи лекций, их конспектирование помогает усвоить учебный материал. Конспект является полезным тогда, когда записано самое существенное, основное и сделано это самим студентом. Не надо стремиться записать дословно всю лекцию. Такое «конспектирование» приносит больше вреда, чем пользы. Запись лекций рекомендуется вести по возможности собственными формулировками. Желательно запись осуществлять на одной странице, а следующую оставлять для проработки учебного материала самостоятельно в домашних условиях. Конспект лекции лучше подразделять на пункты, параграфы, соблюдая красную строку. Этому в большой степени будут способствовать пункты плана лекции, предложенные преподавателям. Принципиальные места, определения, формулы и другое следует сопровождать замечаниями «важно», «особо важно», «хорошо запомнить» и т.п. Можно делать это и с помощью разноцветных маркеров или ручек. Лучше если они будут собственными, чтобы не приходилось просить их у однокурсников и тем самым не отвлекать их во время лекции. Целесообразно разработать собственную «маркографию» (значки, символы), сокращения слов. Не лишним будет и изучение основ стенографии. Работая над конспектом лекций, всегда необходимо использовать не только учебник, но и ту литературу, которую дополнительно рекомендовал лектор. Именно такая серьезная, кропотливая работа с лекционным материалом позволит глубоко овладеть знаниями.

Самостоятельное изучение тем курса

Самостоятельное изучение тем курса осуществляется на основе списка основной и рекомендуемой литературы к дисциплине. При работе с книгой необходимо научиться правильно ее читать, вести записи. Самостоятельная работа с учебниками и книгами (а также самостоятельное теоретическое исследование проблем, обозначенных

преподавателем на лекциях) – это важнейшее условие формирования научного способа познания. Основные приемы можно свести к следующим:

- составить перечень книг, с которыми следует познакомиться;
- перечень должен быть систематизированным (что необходимо для семинаров, что для экзаменов, что пригодится для написания курсовых и выпускных квалификационных работ, а что выходит за рамками официальной учебной деятельности, и расширяет общую культуру);
- обязательно выписывать все выходные данные по каждой книге (при написании курсовых и дипломных работ это позволит экономить время);
- определить, какие книги (или какие главы книг) следует прочитать более внимательно, а какие – просто просмотреть;
- при составлении перечней литературы следует посоветоваться с преподавателями и научными руководителями, которые помогут сориентироваться, на что стоит обратить большее внимание, а на что вообще не стоит тратить время;
- все прочитанные книги, учебники и статьи следует конспектировать, но это не означает, что надо конспектировать «все подряд»: можно выписывать кратко основные идеи автора и иногда приводить наиболее яркие и показательные цитаты (с указанием страниц);
- если книга – собственная, то допускается делать на полях книги краткие пометки или же в конце книги, на пустых страницах просто сделать свой «предметный указатель», где отмечаются наиболее интересные мысли и обязательно указываются страницы в тексте автора;
- следует выработать способность «воспринимать» сложные тексты; для этого лучший прием – научиться «читать медленно», когда понятно каждое прочитанное слово (а если слово незнакомое, то либо с помощью словаря, либо с помощью преподавателя обязательно его узнать); Таким образом, чтение научного текста является частью познавательной деятельности. Ее цель – извлечение из текста необходимой информации.

От того на сколько осознанна читающим собственная внутренняя установка при обращении к печатному слову (найти нужные сведения, усвоить информацию полностью или частично, критически проанализировать материал и т.п.) во многом зависит эффективность осуществляемого действия. Грамотная работа с книгой, особенно если речь идет о научной литературе, предполагает соблюдение ряда правил, для овладения которыми необходимо настойчиво учиться. Это серьезный, кропотливый труд. Прежде всего, при такой работе невозможен формальный, поверхностный подход. Не механическое заучивание, не простое накопление цитат, выдержек, а сознательное усвоение прочитанного, осмысление его, стремление дойти до сути – вот главное правило. Другое правило – соблюдение при работе над книгой определенной последовательности. Вначале следует ознакомиться с оглавлением, содержанием предисловия или введения. Это дает общую ориентировку, представление о структуре и вопросах, которые рассматриваются в книге.

Следующий этап – чтение. Первый раз целесообразно прочитать книгу с начала до конца, чтобы получить о ней цельное представление. При повторном чтении происходит постепенное глубокое осмысление каждой главы, критического материала и позитивного изложения; выделение основных идей, системы аргументов, наиболее ярких примеров и т.д. Непременным правилом чтения должно быть выяснение незнакомых слов, терминов, выражений, неизвестных имен, названий. Студенты с этой целью заводят специальные тетради или блокноты. Важная роль в связи с этим принадлежит библиографической подготовке студентов. Она включает в себя умение активно, быстро пользоваться научным аппаратом книги, справочными изданиями, каталогами, умение вести поиск необходимой информации, обрабатывать и систематизировать ее.

Выделяют четыре основные установки в чтении научного текста:

- информационно-поисковая (задача – найти, выделить искомую информацию);

- усваивающая (усилия читателя направлены на то, чтобы как можно полнее осознать и запомнить, как сами сведения, излагаемые автором, так и всю логику его рассуждений);

- аналитико-критическая (читатель стремится критически осмыслить материал, проанализировав его, определив свое отношение к нему);

- творческая (создает у читателя готовность в том или ином виде – как отправной пункт для своих рассуждений, как образ для действия по аналогии и т.п. – использовать суждения автора, ход его мыслей, результат наблюдения, разработанную методику, дополнить их, подвергнуть новой проверке).

С наличием различных установок обращения к научному тексту связано существование и нескольких видов чтения:

- библиографическое – просматривание карточек каталога, рекомендательных списков, сводных списков журналов и статей за год и т.п.;

- просмотровое – используется для поиска материалов, содержащих нужную информацию, обычно к нему прибегают сразу после работы со списками литературы и каталогами, в результате такого просмотра читатель устанавливает, какие из источников будут использованы в дальнейшей работе;

- ознакомительное – подразумевает сплошное, достаточно подробное прочтение отобранных статей, глав, отдельных страниц, цель – познакомиться с характером информации, узнать, какие вопросы вынесены автором на рассмотрение, провести сортировку материала;

- изучающее – предполагает доскональное освоение материала; в ходе такого чтения проявляется доверие читателя к автору, готовность принять изложенную информацию, реализуется установка на предельно полное понимание материала;

- аналитико-критическое и творческое чтение – два вида чтения близкие между собой тем, что участвуют в решении исследовательских задач.

Первый из них предполагает направленный критический анализ, как самой информации, так и способов ее получения и подачи автором; второе – поиск тех суждений, фактов, по которым или, в связи с которыми, читатель считает нужным высказать собственные мысли.

Из всех рассмотренных видов чтения основным для студентов является изучающее – именно оно позволяет в работе с учебной литературой накапливать знания в различных областях. Вот почему именно этот вид чтения в рамках учебной деятельности должен быть освоен в первую очередь. Кроме того, при овладении данным видом чтения формируются основные приемы, повышающие эффективность работы с научным текстом. Научная методика работы с литературой предусматривает также ведение записи прочитанного. Это позволяет привести в систему знания, полученные при чтении, сосредоточить внимание на главных положениях, зафиксировать, закрепить их в памяти, а при необходимости вновь обратиться к ним.

Основные виды систематизированной записи прочитанного:

- Аннотирование – предельно краткое связное описание просмотренной или прочитанной книги (статьи), ее содержания, источников, характера и назначения.

- Планирование – краткая логическая организация текста, раскрывающая содержание и структуру изучаемого материала.

- Тезирование – лаконичное воспроизведение основных утверждений автора без привлечения фактического материала.

- Цитирование – дословное выписывание из текста выдержек, извлечений, наиболее существенно отражающих ту или иную мысль автора.

- Конспектирование – краткое и последовательное изложение содержания прочитанного. Конспект – сложный способ изложения содержания книги или статьи в логической последовательности. Конспект аккумулирует в себе предыдущие виды записи, позволяет всесторонне охватить содержание книги, статьи. Поэтому умение составлять

план, тезисы, делать выписки и другие записи определяет и технологию составления конспекта.

Как правильно составлять конспект? Внимательно прочитайте текст. Уточните в справочной литературе непонятные слова. При записи не забудьте вынести справочные данные на поля конспекта. Выделите главное, составьте план, представляющий собой перечень заголовков, подзаголовков, вопросов, последовательно раскрываемых затем в конспекте. Это первый элемент конспекта. Вторым элементом конспекта являются тезисы. Тезис - это кратко сформулированное положение. Для лучшего усвоения и запоминания материала следует записывать тезисы своими словами. Тезисы, выдвигаемые в конспекте, нужно доказывать. Поэтому третий элемент конспекта - основные доводы, доказывающие истинность рассматриваемого тезиса. В конспекте могут быть положения и примеры. Законспектируйте материал, четко следуя пунктам плана. При конспектировании старайтесь выразить мысль своими словами. Записи следует вести четко, ясно. Грамотно записывайте цитаты. Цитируя, учитывайте лаконичность, значимость мысли. При оформлении конспекта необходимо стремиться к емкости каждого предложения. Мысли автора книги следует излагать кратко, заботясь о стиле и выразительности написанного. Число дополнительных элементов конспекта должно быть логически обоснованным, записи должны распределяться в определенной последовательности, отвечающей логической структуре произведения. Для уточнения и дополнения необходимо оставлять поля.

Конспектирование - наиболее сложный этап работы. Овладение навыками конспектирования требует от студента целеустремленности, повседневной самостоятельной работы. Конспект ускоряет повторение материала, экономит время при повторном, после определенного перерыва, обращении к уже знакомой работе. Учитывая индивидуальные особенности каждого студента, можно дать лишь некоторые, наиболее оправдавшие себя общие правила, с которыми преподаватель и обязан познакомить студентов:

1. Главное в конспекте не объем, а содержание. В нем должны быть отражены основные принципиальные положения источника, то новое, что внес его автор, основные методологические положения работы. Умение излагать мысли автора сжато, кратко и собственными словами приходит с опытом и знаниями. Но их накоплению помогает соблюдение одного важного правила – не торопиться записывать при первом же чтении, вносить в конспект лишь то, что стало ясным.

2. Форма ведения конспекта может быть самой разнообразной, она может изменяться, совершенствоваться. Но начинаться конспект всегда должен с указания полного наименования работы, фамилии автора, года и места издания; цитаты берутся в кавычки с обязательной ссылкой на страницу книги.

3. Конспект не должен быть «слепым», безликим, состоящим из сплошного текста. Особо важные места, яркие примеры выделяются цветным подчеркиванием, взятием в рамочку, оттенением, пометками на полях специальными знаками, чтобы можно было быстро найти нужное положение. Дополнительные материалы из других источников можно давать на полях, где записываются свои суждения, мысли, появившиеся уже после составления конспекта.

Подготовка к практическим (семинарским) занятиям

Важной формой самостоятельной работы студента является систематическая и планомерная подготовка к практическому (семинарскому) занятию. После лекции студент должен познакомиться с планом практических занятий и списком обязательной и дополнительной литературы, которую необходимо прочитать, изучить и законспектировать. Разъяснение по вопросам новой темы студенты получают у преподавателя в конце предыдущего практического занятия.

Подготовка к практическому занятию требует, прежде всего, чтения рекомендуемых источников и монографических работ, их реферирования, подготовки докладов и сообщений. Важным этапом в самостоятельной работе студента является повторение материала по конспекту лекции. Одна из главных составляющих внеаудиторной подготовки – работа с книгой. Она предполагает: внимательное прочтение, критическое осмысление содержания, обоснование собственной позиции по дискуссионным моментам, постановки интересующих вопросов, которые могут стать предметом обсуждения на семинаре.

В начале практического занятия должен присутствовать организационный момент и вступительная часть. Преподаватель произносит краткую вступительную речь, где формулируются основные вопросы и проблемы, способы их решения в процессе работы.

Практические занятия не повторяют, а существенно дополняют лекционные занятия, помогая студентам в подготовке к промежуточной аттестации. Практические занятия являются одной из важнейших форм обучения студентов: они позволяют студентам закрепить, углубить и конкретизировать знания по курсу, подготовиться к практической деятельности. В процессе работы на практических занятиях студент должен совершенствовать умения и навыки самостоятельного анализа источников и научной литературы, что необходимо для научно-исследовательской работы.

Практическое (семинарское) занятие — это одна из организационных форм познавательной деятельности обучающихся, позволяющая закрепить полученные ранее знания, восполнить недостающую информацию, сформировать умения решать проблемы, укрепить позиции, научить культуре ведения дискуссии. Тематика обсуждения выдается на первых занятиях. Подготовка осуществляется во внеаудиторное время. Регламент – 3-5 мин. на выступление. В оценивании результатов наравне с преподавателем принимают участие студенты группы.

Обсуждение проблемы (нравственной, политической, научной, профессиональной и др.) происходит коллективно, допускается корректная критика высказываний (мнений) своих сокурсников с обязательным приведением аргументов критики.

Участие каждого обучающегося в диалоге, обсуждении должно быть неформальным, но предметным.

1. Россия: географические факторы и природные богатства.

№ п/п	Вопросы	Код компетенции
1.	Анализ предпосылок и факторов становления российской государственности (исторических, социально-экономических, географических).	УК-5
2.	Природные ресурсы и национальные богатства России.	
3.	Культуры этносов России и их основные достижения.	
4.	Религии этносов России.	

2. Многообразие российских регионов

№ п/п	Вопросы	Код компетенции
1.	Российская Федерация: основные этапы становления современного государственного устройства.	УК-5
2.	Географическое, политическое, социально-экономическое, многообразие российских регионов.	
3.	Свердловская область: природно-экономический потенциал.	
4.	История родного города на примере города Екатеринбурга – столицы Татарстана.	

Результатом обсуждения проблемы на практическом (семинарском) занятии не могут быть однозначные выводы и формулировки. Действие его всегда пролонгировано,

что дает студентам возможность для дальнейшего обдумывания рассмотренных проблемных ситуаций, для поиска дополнительной информации по обсуждаемой теме.

Незадолго до проведения практического (семинарского) занятия преподаватель разделяет группу на несколько подгрупп, которая, согласно сценарию, будет представлять определенную точку зрения, информацию. При подготовке к групповой дискуссии студенту необходимо собрать материал по теме с помощью анализа научной литературы и источников.

Используя знание материала, исходя из изложенных изначальных концепций, каждая группа должна изложить свою точку зрения на обсуждаемый вопрос, подкрепив ее соответствующими аргументами.

Каждый из групп по очереди приводит аргументы в защиту своей позиции. Соответственно другая группа должна пытаться привести контраргументы, свидетельствующие о нецелесообразности, пагубности позиции предыдущей группы и стремится доказать, аргументированно изложить свою позицию.

Подготовка к тестированию

Тестирование - система стандартизированных заданий, позволяющая автоматизировать процедуру измерения уровня знаний и умений обучающегося.

Тестовая система предусматривает вопросы / задания, на которые слушатель должен дать один или несколько вариантов правильного ответа из предложенного списка ответов. При поиске ответа необходимо проявлять внимательность. Прежде всего, следует иметь в виду, что в предлагаемом задании всегда будет один правильный и один неправильный ответ. Это оговаривается перед каждым тестовым вопросом. Всех правильных или всех неправильных ответов (если это специально не оговорено в формулировке вопроса) быть не может. Нередко в вопросе уже содержится смысловая подсказка, что правильным является только один ответ, поэтому при его нахождении продолжать дальнейшие поиски уже не требуется.

На отдельные тестовые задания не существует однозначных ответов, поскольку хорошее знание и понимание содержащегося в них материала позволяет найти такие ответы самостоятельно. Именно на это слушателям и следует ориентироваться, поскольку полностью запомнить всю получаемую информацию и в точности ее воспроизвести при ответе невозможно. Кроме того, вопросы в тестах могут быть обобщенными, не затрагивать каких-то деталей.

Тестовые задания сгруппированы по темам учебной дисциплины. Количество тестовых вопросов/заданий по каждой теме дисциплины определено так, чтобы быть достаточным для оценки знаний обучающегося по всему пройденному материалу.

При подготовке к тестированию студенту следует внимательно перечитать конспект лекций, основную и дополнительную литературу по той теме (разделу), по которому предстоит писать тест.

Для текущей аттестации по дисциплине «Основы российской государственности» применяются тесты, которые выполняются по разделам № 1-5.

Образец тестового задания

1. Ключевую роль в формировании мировоззрения играют:

- мысли
- эмоции
- ценности
- все перечисленное

2. Какое место в мире по площади занимает Россия:

- первое

- второе
- третье
- пятое

3. К преимуществам географического положения России относят:

- межграничное положение между Европой и Азией
- большая протяженность транспортных магистралей
- сложность управления страной
- + выход к большому количеству морей и двум океанам

4. С каким государством у России самая большая сухопутная граница:

- Казахстан
- Белоруссия
- Китай
- Монголия

5. Первое летописное упоминание о Москве связано с именем князя:

- Ярослава Мудрого
- Владимира Мономаха
- Александра Невского
- Юрия Долгорукого

Подготовка к промежуточной аттестации

При подготовке к *зачету* по дисциплине «*Основы российской государственности*» обучающемуся рекомендуется:

1. повторить пройденный материал и ответить на вопросы, используя конспект и материалы лекций. Если по каким-либо вопросам у студента недостаточно информации в лекционных материалах, то необходимо получить информацию из раздаточных материалов и/или учебников (литературы), рекомендованных для изучения дисциплины «*Основы российской государственности*».

Целесообразно также дополнить конспект лекций наиболее существенными и важными тезисами для рассматриваемого вопроса;

2. при изучении основных и дополнительных источников информации в рамках выполнения заданий на *зачете* особое внимание необходимо уделять схемам, рисункам, графикам и другим иллюстрациям, так как подобные графические материалы, как правило, в наглядной форме отражают главное содержание изучаемого вопроса;

3. при изучении основных и дополнительных источников информации в рамках выполнения заданий на *зачете* (в случаях, когда отсутствует иллюстративный материал) особое внимание необходимо обращать на наличие в тексте словосочетаний вида «во-первых», «во-вторых» и т.д., а также дефисов и перечислений (цифровых или буквенных), так как эти признаки, как правило, позволяют структурировать ответ на предложенное задание.

Подобную текстовую структуризацию материала слушатель может трансформировать в рисунки, схемы и т. п. для более краткого, наглядного и удобного восприятия (иллюстрации целесообразно отразить в конспекте лекций – это позволит оперативно и быстро найти, в случае необходимости, соответствующую информацию);

4. следует также обращать внимание при изучении материала для подготовки к *зачету* на словосочетания вида «таким образом», «подводя итог сказанному» и т.п., так как это признаки выражения главных мыслей и выводов по изучаемому вопросу (пункту, разделу). В отдельных случаях выводы по теме (разделу, главе) позволяют полностью

построить (восстановить, воссоздать) ответ на поставленный вопрос (задание), так как содержат в себе основные мысли и тезисы для ответа.



УТВЕРЖДАЮ
И. о. проректора по учебно-методической
работе В. В. Зубов

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЕ СТУДЕНТОВ

Б1.В.01 ОСНОВЫ МЕХАТРОНИКИ И РОБОТОТЕХНИКИ

Направление -

15.03.06 Мехатроника и робототехника

Профиль -

Мехатроника и робототехника промышленных производств

Одобрена на заседании кафедры

Технической механики

(название кафедры)

Зав. кафедрой

(подпись)

Волков Е.Б.

(Фамилия И.О.)

Протокол № 1 от 13.09.2024

(Дата)

Рассмотрена методической комиссией
факультета

Горно-механического

(название факультета)

Председатель

(подпись)

Осипов П.А.

(Фамилия И.О.)

Протокол № 2 от 18.10.2024

(Дата)

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	4
Тема 1. Базовые определения мехатроники и робототехники	4
Тема 2. Общие тенденции развития мехатроники и робототехники	5
Тема 3. Технологическое обеспечение мехатронных и робототехнических систем.....	7
Тема 4. Современные требования к мехатронным и робототехническим модулям и системам.....	8
Тема 5. Концепция построения интеллектуальных мехатронных и робототехнических систем.....	9
Тема 6. Исполнительные модули мехатронных и робототехнических систем.....	11
Тема 7. Измерительно-информационные модули мехатронных и робототехнических систем.....	12
Тема 8. Модули управления мехатронными и робототехническими системами.....	13
Тема 9. Технологические мехатронные системы.....	14
Тема 10. Роботы и робототехнические системы.....	16
Тема 11. Транспортные мехатронные и робототехнические системы.....	18
Тема 12. Большие современные мехатронные системы различного назначения.....	20
Тема 13. Перспективные задачи и направления развития мехатроники и робототехники.....	21
Библиографический список.....	23

Введение

Предметом самостоятельной подготовки студентов в рамках учебного курса «Основы мехатроники и робототехники» являются мехатронные и робототехнические системы, их область применения и концепции их построения.

В основу курса положены современная теория и практика разработки мехатронных и робототехнических модулей и систем, включая собственные разработки автора.

Самостоятельная работа студентов включает в себя дополнительное самостоятельное изучение теоретического материала по темам рабочей программы с использованием рекомендуемой литературы и разъяснений к ней.

При работе с литературой студенты могут в индивидуальном темпе и стиле проводить собственный анализ изучаемого материала, систематизировать его, а благодаря зрительной памяти наиболее эффективно запомнить большее количество информации.

Самостоятельная работа студентов включает также подготовку к практическим занятиям (в соответствии с рабочей программой дисциплины) и подготовку к зачету и экзамену.

Проверка преподавателем самостоятельной работы осуществляется на консультациях, во время практических занятий, а также на зачете и экзамене.

Тема 1. Базовые определения мехатроники и робототехники

Изучение теоретического материала при помощи учебной литературы

В первую очередь необходимо познакомиться с различными интерпретациями понятий «мехатроника» и «робототехника», с соответствующими дополнительными комментариями к этим определениям.

Далее необходимо освоить базовые понятия мехатроники и робототехники: мехатронные модули движения, информационно-измерительные модули,

мехатронные модули систем управления, мехатронная машина и мехатронные процессы.

В заключение данной темы необходимо четко сформулировать основные отличия мехатронной машины от традиционной машины.

На самостоятельное освоение данной темы отводится 4 часа.

Подготовка к практическому занятию № 1

Практическое занятие включает знакомство с техническим оснащением кафедры «Мехатроника».

Контрольные вопросы по теме

1. Прокомментируйте основные понятия «мехатроника» и «робототехника». Укажите их общность и различие.
2. Сформулируйте цель, предмет и методы мехатроники и робототехники.
3. Сформулируйте определение термина «мехатронный модуль движения».
4. Сформулируйте определение термина «мехатронная машина».
5. Сформулируйте определение термина «информационно-измерительные модели».

Литература

[1] Лекция 2, с. 16–25.

[3] Глава 1, с. 16–22.

Тема 2. Общие тенденции развития мехатроники и робототехники

Изучение теоретического материала при помощи учебной литературы

Освоить понятие «синергетическое объединение» элементов мехатронных и робототехнических модулей и систем. Освоение понятий «интеграция», «интеллектуализация» и «миниатюризация», определяющих основные направления развития мехатронных и робототехнических систем.

От студентов требуется понимание пяти основных принципов организации интеллектуальных систем управления и основных направлений интеллектуализации мехатронных и робототехнических систем.

Студентам необходимо проследить основные этапы интеграции и миниатюризации мехатронных и робототехнических систем, а также иметь четкое представление о том, что все три направления развития мехатронных систем взаимосвязаны и влияют друг на друга.

На самостоятельное освоение данной темы отводится 4 часа.

Подготовка к практическому занятию № 2

Практическое занятие предполагает просмотр и обсуждение видеофильмов «Основы мехатроники», «Мобильные роботы».

Контрольные вопросы по теме:

1. Отличие мехатронных систем от традиционных механических и электромеханических управляемых систем.
2. Основные направления развития мехатронных систем.
3. Сформулируйте пять принципов организации интеллектуальных систем управления.
4. Требования, предъявляемые к функциональным характеристикам современных машин и комплексов.

5. В чем проявляется взаимосвязь трех основных направлений развития мехатроники и робототехники.
6. Историческая классификация мехатронных модулей по уровню синергетического объединения элементов модулей.

Литература

[1] Лекция 2, с. 25–34.

Тема 3. Технологическое обеспечение мехатронных и робототехнических систем

Изучение теоретического материала при помощи учебной литературы

Студентам необходимо освоить основные понятия, связанные со структурной и технологической пирамидами мехатроники: главные структурные части (механика, электроника, информатика) и базовые технологии мехатроники (гибридные технологии электромеханики, цифровые технологии управления движением, технологии автоматизированного проектирования).

При изучении базовых технологий мехатроники студентам необходимо понять концептуальную сущность указанных технологий и аппаратные средства для их реализации.

На самостоятельное освоение данной темы отводится 8 часов.

Подготовка к практическим занятиям № 3, № 4

Практические занятия предполагают применение конструкторов Lego и программных комплексов RoboLab для конструирования мобильных роботов.

Контрольные вопросы по теме

1. Назовите главные части мехатроники.

2. Назовите современные уровни развития базовых частей мехатронных систем.
3. Укажите три гибридные синергетические направления мехатронных систем.
4. Назовите главные базисные технологии мехатроники.
5. Охарактеризуйте современный уровень развития базисных технологий.
6. Назовите комбинированные технологии мехатроники.

Литература

[1] Лекция 3, с. 35–47.

[3] Глава 1, с. 70–86.

Тема 4. Современные требования к мехатронным и робототехническим модулям и системам

Изучение теоретического материала при помощи учебной литературы

Студенты должны понимать и формулировать стратегические, тактические и прикладные уровни требований к мехатронным и робототехническим модулям и системам. Проследить взаимосвязь и взаимообусловленность этих уровней требований.

Студенты должны изучить примеры систем, отвечающих прикладным требованиям, предъявляемым к мехатронным и робототехническим модулям и системам.

Студенты должны попытаться сформулировать дополнительные прикладные требования к мехатронным и робототехническим системам.

На самостоятельное освоение данной темы отводится 10 часов.

Подготовка к практическим занятиям № 5, № 6, № 7

Практические занятия предполагают изучение различных систем, отвечающих прикладным требованиям, предъявляемым к мехатронным и робототехническим модулям и системам.

Контрольные вопросы по теме

1. Сформулируйте стратегические требования к мехатронным и робототехническим системам.
2. Сформулируйте тактические требования к мехатронным и робототехническим системам.
3. Сформулируйте прикладные требования к функциональным и структурно-конструктивным показателям мехатронных и робототехнических систем.
4. Приведите примеры систем, отвечающих прикладным требованиям, предъявляемым к мехатронным и робототехническим системам.

Литература

[1] Лекция 4, с. 55–91.

Тема 5. Концепция построения интеллектуальных мехатронных и робототехнических систем

1. Изучение теоретического материала при помощи учебной литературы.

Студенты должны освоить определение интеллектуальных мехатронных и робототехнических систем, базу построения интеллектуальных систем управления (ситуационное управление и информационные технологии обработки знаний, обобщенную структуру интеллектуальных систем управления).

Кроме того, студенты должны изучить основные принципы проектирования мехатронных систем, познакомиться с общим алгоритмом проектирования

мехатронных и робототехнических систем (два этапа функционально-структурного подхода к проектированию мехатронных систем).

Студенты должны изучить основы построения экспертных систем. Познакомиться с основами автоматизированного проектирования мехатронных систем.

На самостоятельное освоение данной темы отводится 10 часов.

Подготовка к практическим занятиям № 8, № 9

На практических занятиях изучаются функциональные и структурные схемы интеллектуальных мехатронных и робототехнических модулей и систем, а также принципы построения и области применения экспертных систем.

Контрольные вопросы по теме

1. Сформулируйте признаки интеллектуальных систем управления, интеллектуальных мехатронных модулей и систем.
2. Какие современные информационные технологии используются в интеллектуальных системах управления?
3. Опишите основные блоки интеллектуальных систем управления.
4. Сформулируйте две основные идеи, на которых базируются интеллектуальные системы управления.
5. Сформулируйте понятие «совмещенное (параллельное) проектирование».
6. Объясните суть и значение для мехатроники синергетической интеграции элементов, входящих в состав системы.
7. Объясните суть модульного принципа проектирования мехатронных систем.
8. Чем объясняется широкое использование в мехатронных системах принципа перераспределения функциональной нагрузки от аппаратных модулей к информационным (компьютерным) модулям?

9. Опишите общий алгоритм проектирования мехатронных и робототехнических модулей.
10. Сформулируйте определение экспертной системы.
11. Укажите базовые функции экспертных систем.

Литература

[1] Лекция 3, с. 48–54; лекция 4, с. 94–100.

Тема 6. Исполнительные модули мехатронных и робототехнических систем

Изучение теоретического материала при помощи учебной литературы

Студенты должны изучить модули движения (мотор-редукторы, мотор-колеса, мотор-шпиндели, пьезоэлектрические модули, бионические модули, искусственную мышцу), мехатронные модули движения (безредукторный поворотный стол, автономный ортопедический аппарат), интеллектуальные модули движения (модуль для вальцовочных соединений, транспортный мобильный робот). Особое внимание необходимо обратить на конструкцию и системы управления различных исполнительных модулей.

На самостоятельное освоение данной темы отводится 4 часа.

Подготовка к практическому занятию № 10

На практическом занятии изучаются конкретные примеры модулей движения.

Контрольные вопросы по теме

1. Сформулируйте определения «модуль движения», «мехатронный модуль движения», «интеллектуальный модуль движения» и различия между этими модулями.

2. Принцип действия пьезоэлектрических приводов и бионических модулей движения.
3. Основные элементы интеллектуальных мехатронных модулей движения.
4. Классификация движителей мобильных систем.
5. Примеры модулей движения.

Литература

[1] Глава 3, с. 352–392.

Тема 7. Измерительно-информационные модули мехатронных и робототехнических систем

Изучение теоретического материала при помощи учебной литературы

Студенты должны изучить структурную и функциональную схемы передачи и обработки информации в мехатронных и робототехнических системах: усиления, нормирования (компандирования); фильтрация и преобразование в цифровую форму (дискретизация и квантирование сигнала по времени и кодирование); устройство связи с объектом; интерфейсы.

Далее студенты должны изучить измерительно-информационные модули различного назначения: механолюминесцентные сенсорные устройства сосредоточенного, распределенного и встроенного типов; двухкоординатный датчик силы микроманипулятора; скоростная путеобследовательская станция. При этом в первую очередь необходимо обратить внимание на принцип действия и структурные схемы измерительно-информационных модулей.

На самостоятельное освоение данной темы отводится 4 часа.

Подготовка к практическому занятию № 11

На практическом занятии изучаются примеры измерительно-информационных модулей различного назначения.

Контрольные вопросы по теме

1. Основные элементы измерительно-информационных модулей.
2. Типовая структурная схема измерительно-информационных модулей.
3. Основные типовые операции и преобразования информационных сигналов в измерительно-информационных модулях.
4. Примеры измерительно-информационных модулей.

Литература

[4] Глава 3, с. 439–457.

Тема 8. Модули управления мехатронными и робототехническими системами

Изучение теоретического материала при помощи учебной литературы

Студенты должны изучить особенности постановки задач управления в мехатронике. Принцип построения модулей управления. Иерархия управления в мехатронных системах. Степень интеллектуализации систем управления. Принципы построения интеллектуальных систем. Модули многоуровневых систем управления на исполнительном, тактическом и стратегическом уровнях (на различных слоях интеллектуальности).

Необходимо проанализировать природу (источники) возникновения неопределенностей, связанных с формированием управляющих воздействий (предсказуемые и непредсказуемые неопределенности). Рассмотреть системы

управления I и II рода в соответствии с характером неопределенностей в системе управления.

Изучить примеры модулей систем управления исполнительного уровня (адаптивное управление, управление с эталонной моделью, нейросетевое управление, нечеткое управление), тактического уровня (система управления движением робота), стратегического уровня (управление движением человека).

На самостоятельное освоение данной темы отводится 4 часа.

Подготовка к практическому занятию № 12

На практическом занятии изучаются системы управления мобильным роботом.

Контрольные вопросы по теме

1. Уровни иерархии управления мехатронными системами.
2. Системы управления I и II рода.
3. Источники неопределенности в мехатронных системах.
4. Четыре слоя обработки неопределенной информации (слои интеллектуальности).
5. Определение адаптивной системы управления.
6. Определение нечеткой системы управления.

Литература

[4] Глава 3, с. 458–467; с. 495–519.

Тема 9. Технологические мехатронные системы

Изучение теоретического материала при помощи учебной литературы

Студенты должны познакомиться с основными методами создания автоматизированных технологических мехатронных систем: технологическое обес-

печение автоматизированных систем. Разработка функционально-структурных схем систем, построение автоматизированных систем управления.

Затем студенты знакомятся с примерами построения мехатронных систем различного технологического назначения: процесс обжига окисленных окатышей, система вспомогательного кровообращения.

Далее студенты знакомятся с основными аспектами создания управления для различных способов производства ответственных изделий из титановых и высокопрочных алюминиевых сплавов для нужд различных отраслей машиностроения. Технологическими машинами с параллельной кинематикой (гексаподы); их конструктивными особенностями, преимуществами систем управления, сферами применения в металлообрабатывающей промышленности. Мехатронным станочным оборудованием с ЧПУ: пятью вариантами архитектурного решения систем ЧПУ (CNC, PCNC-1, PCNC-2, PCNC-3, PCNC-4); особенностями архитектурных решений, аппаратного уровня и программного обеспечения систем ЧПУ, контроллерами управления движением с открытой архитектурой как программной, так и аппаратной частей контроллера.

На самостоятельное освоение данной темы отводится 8 часов.

Подготовка к практическому занятию № 13

Практическое занятие предполагает изучение мехатронных металлообрабатывающих комплексов.

Контрольные вопросы по теме

1. Какими причинами определяется необходимость перехода к интеллектуальным системам управления кузнечнопрессовыми комплексами?
2. Опишите принципы управления процессом изотермического пресования на горизонтальных гидропрессах.

3. Опишите принципы управления процессом изотермической штамповки на вертикальных гидропрессах.
4. Опишите принципы управления процессом гидрорастяжения кольцевых заготовок на гидропрессе.
5. Опишите конструктивные особенности машин с параллельной кинематикой (гексаподов).
6. Укажите основные преимущества гексаподов перед другими технологическими машинами.
7. Укажите основные тенденции построения интеллектуальных контроллеров управления движением технических систем.
8. Какие задачи решает система ЧПУ?
9. Какие имеются архитектурные решения систем ЧПУ?
10. Что такое «открытая архитектура» систем ЧПУ?

Литература

[2] Глава 4, с. 9–47.

Тема 10. Роботы и робототехнические системы

Изучение теоретического материала при помощи учебной литературы

Студенты изучают краткую историю развития робототехники. Классификацию роботов по назначению, конструктивным признакам, способу управления, быстродействию и точности движений. Интеллектуальные робототехнические системы для бытового применения, медицинского обслуживания, досуга и развлечений, военного назначения. Промышленные робототехнические системы и комплексы: сборочные, технологические, кузнечно-прессовые, литья под давлением. Экстремальную робототехнику в промышленности, космосе, подводных роботах. Биоробототехнику, микроробототехнику: микросистемные

технологии, микроэлектромеханические системы, микророботы, микротехнологические модули.

В результате изучения данной темы у студентов должно выработаться целостное представление о роботах и робототехнических системах самого различного применения, принципах их построения.

На самостоятельное освоение данной темы отводится 8 часов.

Подготовка к практическому занятию № 14

На практическом занятии изучается шестистепенный учебный робот «Роботенок».

Контрольные вопросы по теме

1. Опишите краткую историю робототехники.
2. Приведите примеры удачной роботизации различных сфер деятельности человека.
3. По каким признакам производится классификация робототехники?
4. В чем состоит особенность построения и применения промышленных и робототехнических систем?
5. Рассмотрите перспективы специальной робототехники: космической, биологической, медицинской, экстремальной.
6. Назовите основные этапы развития микроробототехники.
7. Каковы перспективы развития микросистем?
8. Раскройте основные способы построения стационарных микросистем.
9. Какие типы приводов используют в мобильных микророботах?
10. Укажите основные области применения интеллектуальных роботов.

Литература

[2] Глава 4, с. 48–79.

Тема 11. Транспортные мехатронные и робототехнические системы

Изучение теоретического материала при помощи учебной литературы

Студенты изучают транспортные и робототехнические системы различного назначения. Железнодорожный транспорт: многофункциональный комплекс технических средств контроля состояния подвижного состава, инженерно-техническое оснащение высокоскоростного подвижного состава (вагоны, локомотивы, ходовые части подвижного состава, тормозное оборудование, устройства наклона кузова вагона). Инерционный накопитель энергии для тяговой цепи. Автомобильный транспорт: системы активной безопасности. Воздушный и водный транспорт: система автоматического управления самолетом (автопилот), дирижабли, автономные подводные аппараты. Нетрадиционные транспортные системы: транспорт с магнитным подвешиванием (магнитопланы), новая железнодорожная транспортная система (система автономных экипажей), трубопроводный транспорт.

На самостоятельное освоение данной темы отводится 8 часов.

Подготовка к практическим занятиям № 15, № 16

На практическом занятии изучается инженерно-техническое оснащение высокоскоростного железнодорожного транспорта и нетрадиционных транспортных систем.

Контрольные вопросы по теме

1. Укажите основные сферы применения мехатронных систем на железнодорожном транспорте.
2. Оцените уровень интеллектуальности железнодорожных систем (включая скоростной и высокоскоростной транспорт).

3. Укажите основные направления применения мехатронных систем в области локомотиво- и вагоностроения (включая рельсовые автобусы).
4. Оцените эффективность и перспективы применения накопителей энергии на железнодорожном транспорте.
5. Основные направления применения мехатронных систем на автомобильном транспорте.
6. Дайте общую характеристику систем активной безопасности движения автомобилей.
7. Какие существуют виды нетрадиционного транспорта?
8. Проанализируйте перспективы применения новой транспортной системы, предложенной в университете Падеборна (Германия).
9. Оцените перспективы высокоскоростного транспорта на магнитной подвеске.
10. Объясните принцип работы автопилота.
11. Каковы перспективы применения нейроконтроллеров в авиационном транспорте? Какими обстоятельствами диктуется необходимость их применения?
12. Для решения каких задач целесообразно применять дирижабли?
13. Сформулируйте тенденции развития дирижаблестроения.
14. В чем специфика управления дирижаблями?
15. Какие задачи призваны решать автономные подводные аппараты?
16. В чем специфика задач управления автономными подводными аппаратами?

Литература

[2] Глава 4, с. 80–164.

Тема 12. Большие современные мехатронные системы различного назначения

Изучение теоретического материала при помощи учебной литературы

Вначале студенты знакомятся с особенностями управления большими современными мехатронными системами. Далее студенты изучают примеры реализации управления большими современными мехатронными системами: коллективное управление группой роботов, дистанционное управление мобильными мехатронными и робототехническими системами посредством сети Интернет, макромоделью активного управления магистральными системами железнодорожного транспорта, интеллектуальной электроэнергетикой.

На самостоятельное освоение данной темы отводится 10 часов.

Подготовка к практическим занятиям № 17

На практическом занятии изучается система активного управления движением автомобильного и железнодорожного транспорта.

Контрольные вопросы по теме

1. Опишите общую структурную схему мобильных робототехнических систем.
2. Опишите обобщенную структуру управления робототехническими системами.
3. В чем состоит основная идея метода локального слежения за движущимися объектами?
4. Опишите структурную схему и основные элементы следящей системы технического зрения (ССТЗ).
5. Опишите обобщенную схему системы дистанционного управления мобильным роботом по сети Интернет.

6. Какие основные идеи закладываются в систему активного управления транспортной сетью (АУТС).
7. Объясните схему работы АУТС.
8. Основные элементы Европейской системы управления движением железнодорожного транспорта (ETCS).
9. Объясните основные аспекты построения и практического применения интеллектуальных сетей энергоснабжения.
10. Укажите ключевые различия между существующими в настоящее время и проектируемыми интеллектуальными сетями энергоснабжения.

Литература

[1] Лекция 4, с. 57–70; с. 100–132.

Тема 13. Перспективные задачи и направления развития мехатроники и робототехники

Изучение теоретического материала при помощи учебной литературы

Студенты должны сформулировать перспективные направления развития мехатронных и робототехнических систем: интеллектуализация систем управления технологическими комплексами различного назначения (металлообработка, транспорт, электроэнергетика), развитие микроэлектромеханических систем (микроробототехника, биоробототехника), создание самодостаточной системы интеллектуальных многофункциональных мехатронных машин для реконфигурируемого производства (построенного по принципу клеточного строения живых организмов из многофункциональных ячеек).

На самостоятельное освоение данной темы отводится 8 часов.

Подготовка к практическому занятию № 18

На практическом занятии рассматриваются перспективы развития микро-робототехники.

Контрольные вопросы по теме

1. В каком направлении должна продвигаться интеллектуализация управления технологических металлообрабатывающих комплексов?
2. За счет каких технических средств может осуществляться интеллектуализация робототехнических систем?
3. Какие виды транспортных систем нуждаются в модернизации?
4. Каковы перспективы развития микросистем?
5. Опишите новые служебные и функциональные задачи мехатроники и робототехники. Приведите примеры задач.
6. Дайте описание новых кинематических структур и конструктивных компоновок многокоординатных машин.
7. Поясните перспективы развития интеллектуальных мехатронных и робототехнических систем.

Литература

[1] Лекция 1, с. 9–15; с. 25–34.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Готлиб Б. М., Вакалюк А. А. Введение в специальность «Мехатроника и робототехника»: курс лекций. – Екатеринбург: Изд-во УрГУПС, 2012. – 134 с.
2. Готлиб Б. М. Введение в мехатронику: учеб. пособие: в 2 т. Т.2. Проектирование и применение мехатронных модулей и систем. – Екатеринбург: Изд-во УрГУПС, 2008. – 302 с.
3. Подураев Ю. В. Мехатроника: основы, методы, применение: учеб. пособие. – М.: Машиностроение, 2006. – 256 с.
4. Готлиб Б. М. Введение в мехатронику: учеб. пособие: в 2 т. Т.1. Концептуальные основы мехатроники. – Екатеринбург: УрГУПС, 2008. – 521 с.

Методические указания к выполнению лабораторных работ

Базаров С.Э., Нестеров А.С., Хусаинов И.М. Методические указания к комплекту учебного оборудования «Старт в мехатронике», исполнение стендовое с ноутбуком, СМ-СН – Челябинск: ООО НПП «Учтех-Профи», 2019.

Методические указания предназначены для студентов электротехнических и технологических специальностей ВУЗов, изучающих курсы «Датчики технологических процессов», «Автоматизация технологических процессов и комплексов», «Мехатронные системы управления» в качестве пособия по выполнению лабораторных работ.

СОДЕРЖАНИЕ

1. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА	4
1.1 Назначение	4
1.2 Состав	5
1.3 Технические характеристики стенда.....	6
2. ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ.....	7
2.1 Работа №1. Изучение программируемого логического реле.....	7
2.2 Работа №2. Синтез и анализ алгоритмов управления модуля ленточного конвейера. Изучение дискретной системы управления двигателем постоянного тока совместно с датчиками технологической информации на основе программируемого логического реле.....	42
2.3 Работа №3. Синтез и анализ алгоритмов управления модуля стекового накопителя.....	49
2.4 Работа №4. Синтез и анализ алгоритмов управления модуля пневматического манипулятора.....	57
2.5 Работа №5. Синтез и анализ алгоритмов управления модуля маятникового переключателя.....	66
2.6 Работа №6. Синтез и анализ алгоритмов управления автоматическими транспортными линиями, состоящих из двух различных мехатронных модулей.....	72
2.7 Работа №7. Синтез и анализ алгоритмов управления автоматической транспортной линией, состоящей из четырех мехатронных модулей.	75

ПРИЛОЖЕНИЕ А – Пример программы работы маятникового переключателя

1. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА

1.1 Назначение

Комплект учебного оборудования «Старт в мехатронике» (далее «стенд») предназначен для изучения базовых узлов и принципов построения мехатронных систем и автоматических транспортных линий. В состав стенда входит набор из нескольких мехатронных модулей, которые представляют собой действующие модели промышленных механизмов, оснащенные пневматическими и электрическими приводами. Каждый модуль может работать как самостоятельно, так и совместно с другими модулями, образуя различные вариации автоматических транспортных производственных линий.

Стенд обеспечивает изучение принципов программирования интеллектуальных реле с целью автоматизации управления физическими объектами промышленного назначения и получения практического опыта автоматизации объектов, являющихся макетами реальных объектов. Также лабораторный стенд позволяет изучить основы построения систем цикловой автоматики и систем позиционного управления.

Внешний вид комплекта учебного оборудования представлен на рисунке 1.

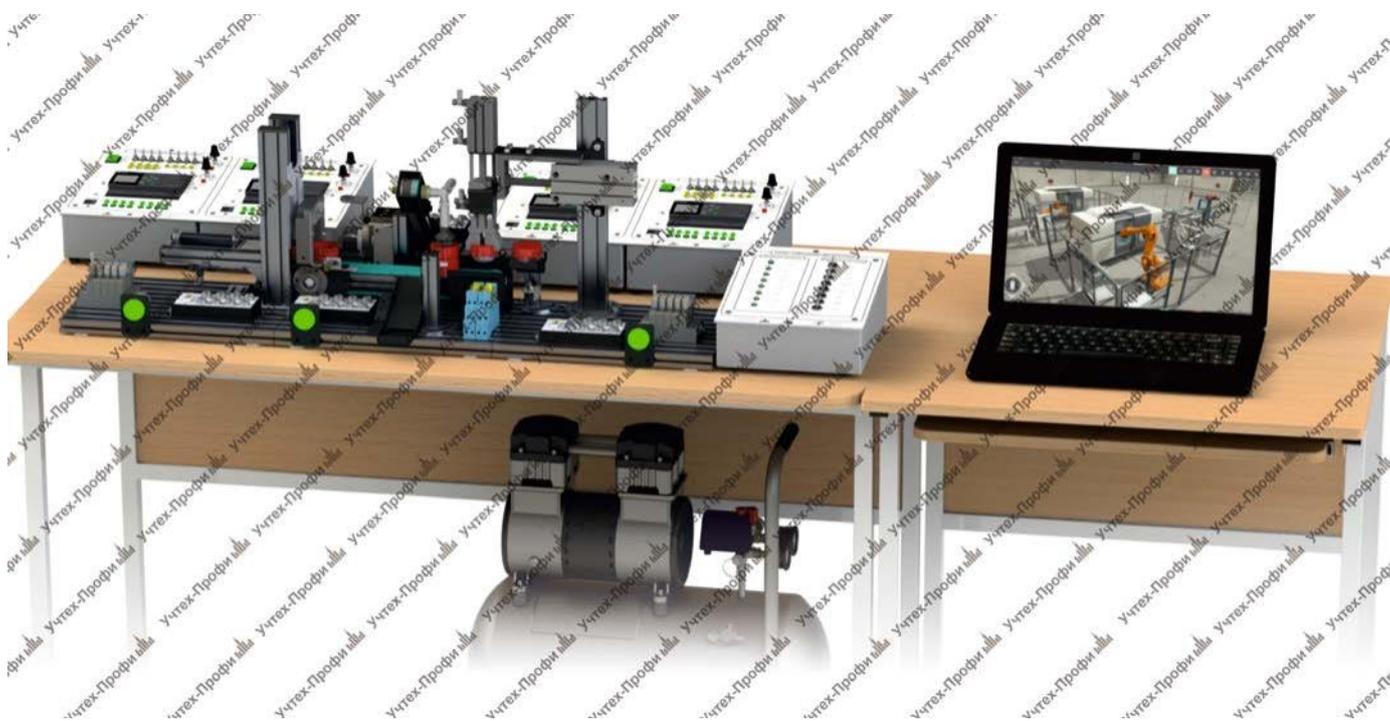


Рисунок 1 – Внешний вид комплекта «Старт в мехатронике»

1.2 Состав

В состав лабораторного стенда входит оборудование и комплектующие, перечень которых представлен в таблице 1.

Таблица 1– Состав лабораторного стенда

№	Наименование	Кол-во
1	Лабораторный модуль «Логический модуль LOGO!»	4 шт.
1.1	Программируемое логическое реле LOGO!	1 шт.
1.2	Источник вторичного электропитания	1 шт.
2	Мехатронный модуль стекового накопителя	1 шт.
2.1	Алюминиевая профильная плита	1 шт.
2.2	Узел выдачи заготовок	1 шт.
2.2.1	Магазинная труба для хранения заготовок	1 шт.
2.2.2	Цилиндр двухстороннего действия CD85N10-50-B	1 шт.
2.2.3	Магнитный концевой выключатель D-A93	1 шт.
2.3	Цилиндр одностороннего действия CD85N10-50S-B	1 шт.
2.4	Пневмораспределитель с электроуправлением SY3120-5LOU-C4-Q	2 шт.
2.5	Пневмораспределитель с электроуправлением SY3220-5LOU-C4-Q	1 шт.
2.6	Распределительная коробка UT-R-02	1 шт.
3	Мехатронный модуль ленточного конвейера	1 шт.
3.1	Алюминиевая профильная плита	1 шт.
3.2	Узел конвейера	1 шт.
3.3	Датчик «световой барьер» BUP-50S-P	1 шт.
3.4	Индуктивный датчик ВБИ-М8	1 шт.
3.5	Электрический стоппер	1 шт.
3.6	Наклонный лоток	1 шт.
3.7	Распределительная коробка UT-R-02	1 шт.
4	Мехатронный модуль пневматического манипулятора	1 шт.
4.1	Алюминиевая профильная плита	1 шт.
4.2	Узел пневматического манипулятора	1 шт.
4.2.1	Цилиндр двухстороннего действия МХН20-60Z	1 шт.
4.2.2	Цилиндр двухстороннего действия CDQMB20-40	1 шт.
4.2.3	Параллельный пневмозахват МНЗ2-16DN	1 шт.
4.2.3	Магнитный концевой выключатель D-A93	4 шт.
4.3	Распределительная коробка UT-R-02	1 шт.
5	Мехатронный модуль маятникового переключателя	1 шт.
5.1	Алюминиевая профильная плита	1 шт.
5.2	Узел маятникового переключателя	1 шт.
5.2.1	Поворотный пневмопривод двустороннего действия CDRB1BW50-90	1 шт.
5.2.2	Вакуумный захват ZH07B	1 шт.
5.2.3	Магнитный концевой выключатель D-R731	1 шт.
5.3	Распределительная коробка UT-R-02	1 шт.

Продолжение таблицы 1 – Состав лабораторного стенда

№	Наименование	Кол-во
6	Набор заготовок	1 шт.
7	Набор датчиков и приводов	1 шт.
7.1	Диффузионный оптический датчик BF3R	1 шт.
7.2	Магнитные концевые выключатели	2 шт.
7.3	Цилиндр двухстороннего действия	1 шт.
7.4	Пневмораспределитель с электроуправлением SY3120-5LOU-C4-Q	2 шт.
7.5	Пневмораспределитель с электроуправлением SY3220-5LOU-C4-Q	1 шт.
8	Вспомогательные устройства и принадлежности	1 шт.
8.1	Электрическая кнопка	1 шт.
8.2	Электрический переключатель	1 шт.
8.3	Индикаторная лампа	1 шт.
9	Пульт ручного управления модулем	1 шт.
10	Лабораторный и компьютерный столы	1 шт.
11	Ноутбук с предустановленным программным обеспечением	1 шт.
12	Компрессор PACIFIC-24	1 шт.
13	Техническое описание стенда	1 шт.
14	Методические указания	1 шт.

1.3 Технические характеристики стенда

Общие технические характеристики лабораторного стенда представлены в таблице 2.

Таблица 2 – Технические характеристики стенда

Параметр	Значение
Напряжение электропитания	220 В
Частота питающего напряжения	50 Гц
Потребляемая мощность, не более	1000 В·А
Габаритные размеры (ШхВхГ)	1850x1100x650 мм
Масса	80 кг
Диапазон рабочих температур	+10...+35 °С
Относительная влажность воздуха, не более	80%

2. ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ

2.1 Работа №1. Изучение программируемого логического реле.

Цель работы

Ознакомиться с устройством и техническими характеристиками логического модуля LOGO!, приобрести навыки программирования с применением программного обеспечения LOGO! Soft Comfort, изучить основные функции и операции.

Содержание работы

Дома, при подготовке к работе:

- Изучить назначение, технические характеристики логического модуля LOGO!, основные узлы и возможности лабораторного стенда;
- Изучить систему команд и принципы программирования LOGO!;
- Выполнить синтез системы автоматизации согласно выданного варианта задачи;
- Составить программу для ввода в контроллер;
- Ответить на контрольные вопросы.

В лаборатории:

- Закрепить полученные при подготовке к лабораторной работе знания на практике;
- Освоить графическую среду программного обеспечения LOGO!Soft Comfort (при наличии в лаборатории ПК);
- Сконфигурировать необходимое оборудование в LOGO! Soft Comfort;
- Набрать с панели модуля или на компьютере подготовленную программу, откомпилировать ее и ввести логический модуль LOGO! в работу. Убедиться в правильности работы программы.

Общие сведения

При проведении данной лабораторной используется модуль «Логический модуль LOGO!»

Серия LOGO! объединяет в своем составе логические модули, модули ввода-вывода дискретных и аналоговых сигналов, коммуникационные модули, модули

бесшумной коммутации трехфазных цепей переменного тока, блоки питания, аксессуары, а также программное обеспечение.

Области применения логических модулей LOGO!:

- Управление технологическим оборудованием (насосами, вентиляторами, компрессорами, прессами);
- Системы отопления и вентиляции;
- Управление наружным и внутренним освещением, освещением витрин;
- Управление коммутационной аппаратурой (АВР, АПВ и т.д.);
- Конвейерные системы;
- Системы управления дорожным движением;
- Управление подъемниками и т.д.

Стоимостные показатели этих модулей настолько низки, что их применение может оказаться экономически целесообразным даже в случае замены схем, включающих в свой состав 2 многофункциональных реле времени или 2 таймера и 3-4 промежуточных реле.

Программирование модуля LOGO!Basic, используемого в лабораторном стенде, может производиться как со встроенной клавиатуры, так и с помощью программного обеспечения LOGO!Soft Comfort.

В лабораторном стенде используется логический модуль LOGO! 12/24 RCE 0BA7 с дополнительным модулем ввода-вывода дискретных сигналов LOGO! DM8 24R. Внешний вид представлен на рисунке 2. В соответствующих таблицах представлено описание элементов логического модуля и его технические характеристики (таблицы 2 и 3).

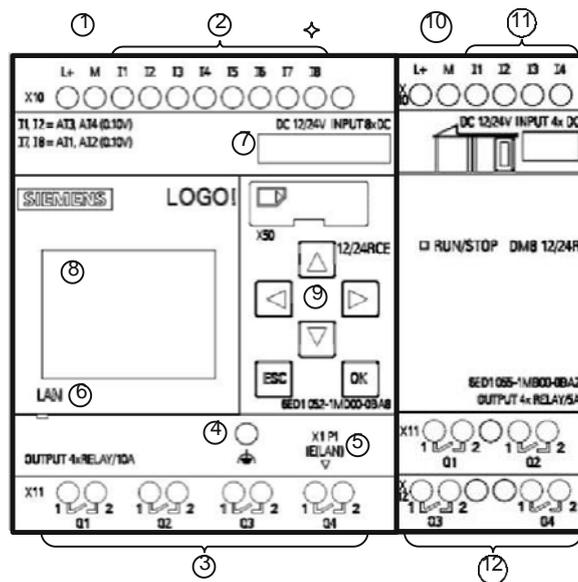


Рисунок 2 – Внешний вид логического модуля *LOGO!12/24 RCE* и *LOGO!DM8 24R*

Таблица 3 – Описание элементов логического модуля

№ п/п	Элемент		Функция
1	Клеммы питания		Подключение питания логического модуля
2	Входные клеммы		Подключение входных цепей контроллера
3	Выходные клеммы		Подключение выходных цепей контроллера
4	FE-терминал		Подключение шины защитного заземления
5	Порт Ethernet (RJ45)		Для подключения к сети Ethernet (10/100 Мбит/с)
6	Светодиоды статуса Ethernet	Rx/Tx	Светодиод мигает оранжевым светом. LOGO! получает/передает данные по сети Ethernet.
		LINK	Светодиод постоянно горит зеленым светом LOGO! подключен к сети Ethernet.
7	Слот для SD-карты памяти с крышкой		Установка SD-карты памяти
8	ЖК-дисплей		Отображение различной информации
9	Панель управления		Осуществляется работа с ЖК-дисплеем Клавиша «Вправо» Клавиша «Вверх» Клавиша «Влево» Клавиша «Вниз» Клавиша «ОК» Клавиша «ESC»
10	Клеммы питания дополнительного модуля		Подключение питания дополнительного модуля ввода-вывода дискретных сигналов
11	Входные сигналы дополнительного модуля		Подключение входных цепей дополнительного модуля
12	Выходные клеммы дополнительного модуля		Подключение выходных цепей дополнительного модуля

Таблица 4 – технические характеристики логического модуля

Параметр	Значение	Значение
Модель	LOGO!12/24 RCE 0BA8	LOGO! DM8 12/24R
Размеры, ШxВxГ	107x90x53 мм	36x90x53 мм
Рассеиваемая мощность	2,4 Вт	1,1 Вт
Напряжение питания	от 20,4 до 28,8 В постоянного тока	от 20,4 до 28,8 В постоянного тока
Потребляемый ток	75 мА	35 мА
Встроенные цифровые входы/выходы	8 входов (транзисторных) / 4 выходов (релейных)	4 входов (транзисторных) / 4 выходов (релейных)
Встроенные аналоговые входы/выходы	4 входа (I1, I2, I7, I8)	0,1 мс/функция
Скорость выполнения операций	0,1 мс/функция	
Коммуникационные соединения	Ethernet, 10/100 Мбит/с	

Ниже представлены схемы подключения входных (рисунок 3а) и выходных (рисунок 3б) цепей логического модуля *LOGO!12/24 RCE*.

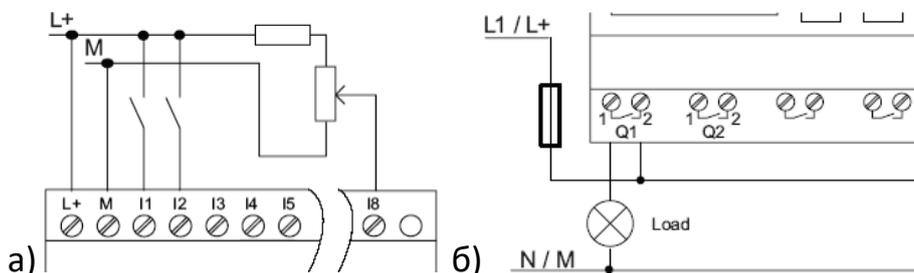


Рисунок 3 – Схемы подключения входных (а) и выходных (б) цепей логического модуля *LOGO!12/24 RCE*

Технические характеристики входных и выходных цепей логического модуля *LOGO!* представлены в таблице 5.

Таблица 5 – Технические характеристики входных и выходных цепей

Параметр	Значение	Значение
Цифровые входы		
Количество	8	4
Потенциальная развязка	нет	нет
Количество быстродействующих входов	4(I3-I6)	0
Частота включения входов (обычный / быстродействующий)	4 Гц / 5 кГц	4 Гц
Логическая 1	Минимум 8,5 В постоянного тока при токе не менее 2 мА (I3-I6) и 0,15 мА (I1, I2, I7, I8)	Минимум 8,5 В постоянного тока при токе не менее 2 мА
Логический 0	Максимум 5 В постоянного тока при токе не более 0,85 мА (I3-I6) и 0,05 мА (I1, I2, I7, I8)	Максимум 5 В постоянного тока при токе не более 0,85 мА
Время переключения из 0 в 1 / из 1 в 0	Типовое – 1-1,5 мс (I3-I6)	Типовое – 1-1,5 мс
Аналоговые входы		
Количество	4(I1-AI3, I2-AI4, I7-AI1, I8-AI2)	
Диапазон измерения	0-10 В постоянного тока	
Время цикла преобразования	300 мс	
Предел погрешности	± 1.5% от диапазона измерения	

Продолжение таблицы 5 – Технические характеристики входных и выходных цепей

Параметр		Значение	Значение
Цифровые выходы			
Количество		4	4
Тип		реле	реле
Электрическая изоляция		есть	есть
Длительный ток нагрузки		до 5 А на реле	до 5 А на реле
Импульсный ток		до 30 А	до 30 А
Допустимая нагрузка (25000 циклов переключения)	Лампы накаливания	1000 Вт	1000 Вт
	Люминесцентные лампы с балластным сопротивлением / с компенсацией / без компенсации	10 58 т / 1 58 т / x 10x58 Вт В (230/240 В переменного тока)	10x58 Вт / 1x58 Вт / 10x58 Вт (230/240 В переменного тока)
Частота переключения механическая/омическая нагрузка/индуктивная нагрузка		10 / 2 / 0,5 Гц	10 / 2 / 0,5 Гц

В следующих таблицах представлены функциональные возможности для создания управляющей программы для логического модуля и доступные режимы работы логических модулей представлены в таблицах 6 и 7.

Таблица 6 – Функциональные возможности для создания управляющей программы

Параметр	Количество
Дискретные входы	24 (I1–I24)
Аналоговые входы	8 (AI1–AI8)
Дискретные выходы	16 (Q1–Q16)
Аналоговые выходы	2 (AQ1–AQ2)
Блоки дискретных флагов	(M1–M27)
	M8 – флаг запуска
	M25 – флаг подсветки: Встроенный дисплей LOGO!
	M26 – флаг подсветки: LOGO! TD
	M27 – флаг набора символов текста сообщений
Блоки аналоговых флагов	16 (AM1–AM16)
Сдвиговый регистр	32 бита (S1.1–S4.8)
Клавиши управления курсором	4
Неподключенные выходы	64 (X1–X64)
Сетевые дискретные входы/выходы	64 входа (NI1–NI64) / 64 выхода (NQ1–NQ64)
Сетевые аналоговые входы/выходы	32 входа (NAI1–NAI32) / 16 выходов (NAQ1–NAQ16)

Таблица 7 – Доступные режимы работы логического модуля

STOP	RUN
<ul style="list-style-type: none"> • На дисплее отображается: «Нет прогр.» • Переключение модуля LOGO! в режим программирования 	<ul style="list-style-type: none"> • Дисплей: экранная маска для контроля I/O и сообщений или для меню ввода параметров • Переключение модуля LOGO! в режим ввода параметров
<p>Действия модуля LOGO!:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Входные данные не считываются. • Коммутационная программа не выполняется. • Релейные контакты постоянно разомкнуты: полупроводниковые выходы отключены. 	<p>Действия модуля LOGO!:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Модуль LOGO! считывает состояние входов. • Модуль LOGO! использует коммутационную программу для вычисления состояний выходов. <ul style="list-style-type: none"> • Модуль LOGO! коммутирует релейные и полупроводниковые выходы.

Конфигурирование и программирование логического модуля LOGO!

Для начала работы с логическим модулем LOGO! необходимо его сконфигурировать, то есть задать основные настройки для обеспечения подключения по сети Ethernet и использования дополнительных функций модуля. Конфигурирование производится в следующей последовательности:

Включить логический модуль LOGO!;

В том случае если LOGO! находится в рабочем режиме RUN, необходимо перевести его в режим программирования Program (рисунок 4). Для этого с помощью кнопок ▼ и ▲ курсора на экране LOGO! выбрать строку Stop, нажать кнопку ОК, выбрать строку Yes и снова нажать кнопку ОК;

С помощью кнопок курсора ▼ и ▲ перейти к строке Network, нажать ОК. На новом экране выбрать строку IP address, нажать ОК;

В открывшемся окне представлен текущий IP-адрес логического модуля. По умолчанию заданы IP-адрес – 192.168.0.132, маска сети – 255.255.255.0. При необходимости можно изменить адрес. Для этого необходимо нажать ОК. Появится мигающий курсор. С помощью кнопок курсора ◀ и ▶ можно выбрать нужное место для редактирования, а с помощью ▼ и ▲ задать нужное значение. После завершения редактирования IP-адреса необходимо нажать еще раз ОК, мигающий курсор исчезнет. Также можно проверить маску сети, для этого необходимо нажать клавишу ▼. Для выхода необходимо нажать ESC ;

Перейти к строке Set Mode. Зайти в это меню. Установить режим «Normal». Выйти из этого окна.

Перейти в стартовое окно, в котором необходимо выбрать строку VM AI NUM (Задание количества аналоговых входов). Нажать ОК. В появившемся окне выбрать 2AI (два аналоговых входа). Нажать ОК. На этом конфигурирование логического

модуля LOGO! закончено, можно переходить к составлению программы и записи ее в память LOGO!

□

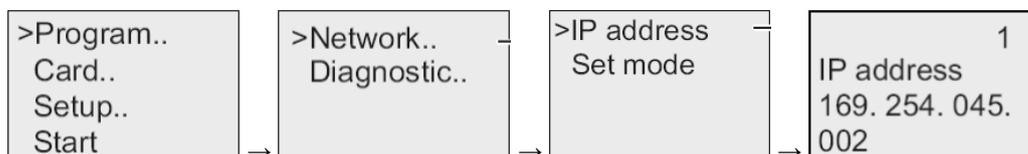


Рисунок 4 – Последовательность задания IP-адреса

Для подготовки программ при проведении лабораторных работ служит программное обеспечение LOGO!Soft Comfort. Для запуска программы необходимо на рабочем столе Windows дважды щелкнуть курсором мыши по соответствующему ярлыку. После чего откроется пустое окно программы, в котором можно создать новый проект или открыть уже созданный проект. Для этого необходимо в выпадающем меню «File» выбрать пункт New. Откроется мастер проекта, в котором в закладке «General» необходимо указать название нового проекта, в закладке «Page Layout» – размер рабочей области и в закладке «Parameter» – отображаемую информацию на экране LOGO! и количество используемых аналоговых входов (рисунок 5). После этого нажать ОК и окно программы примет следующий вид (рисунок 6).

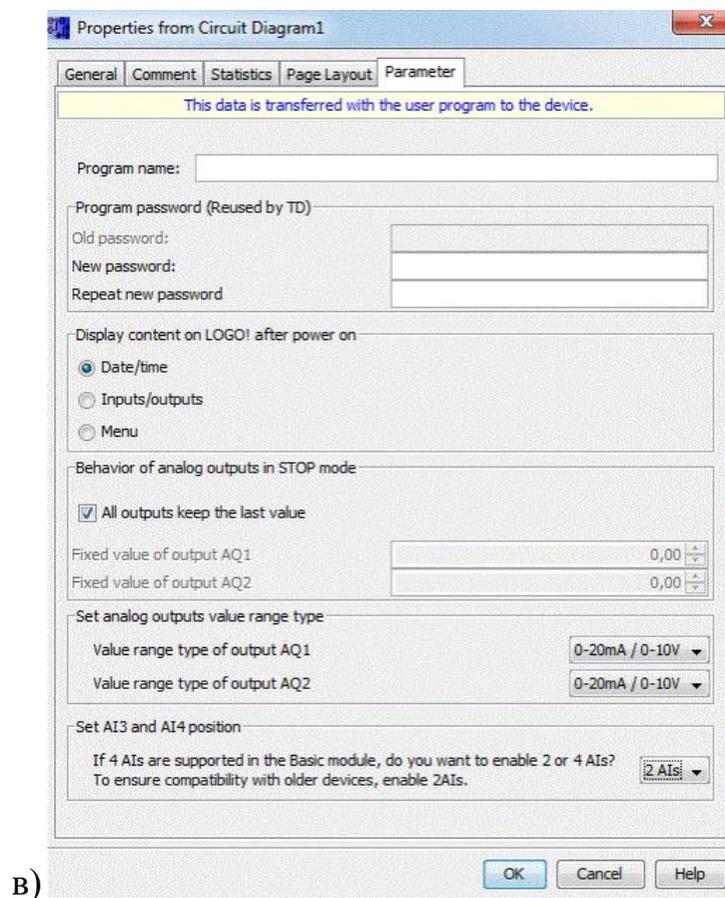
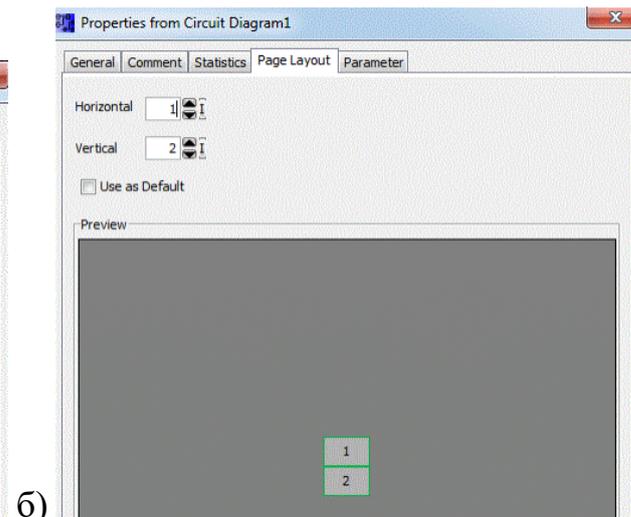
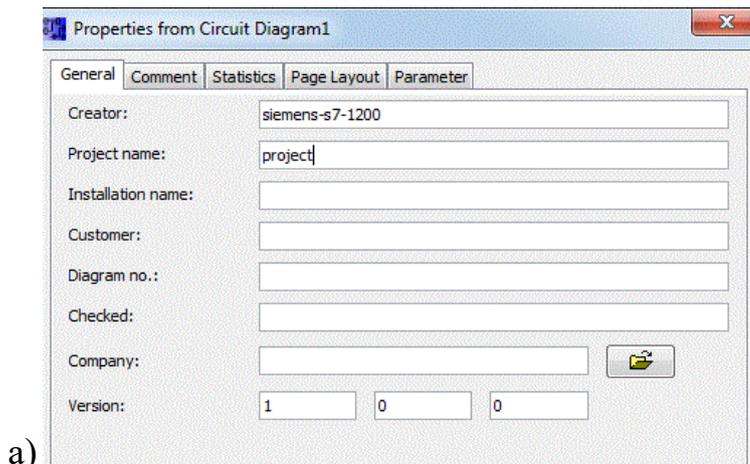


Рисунок 5 – Закладки диалогового окна нового проекта

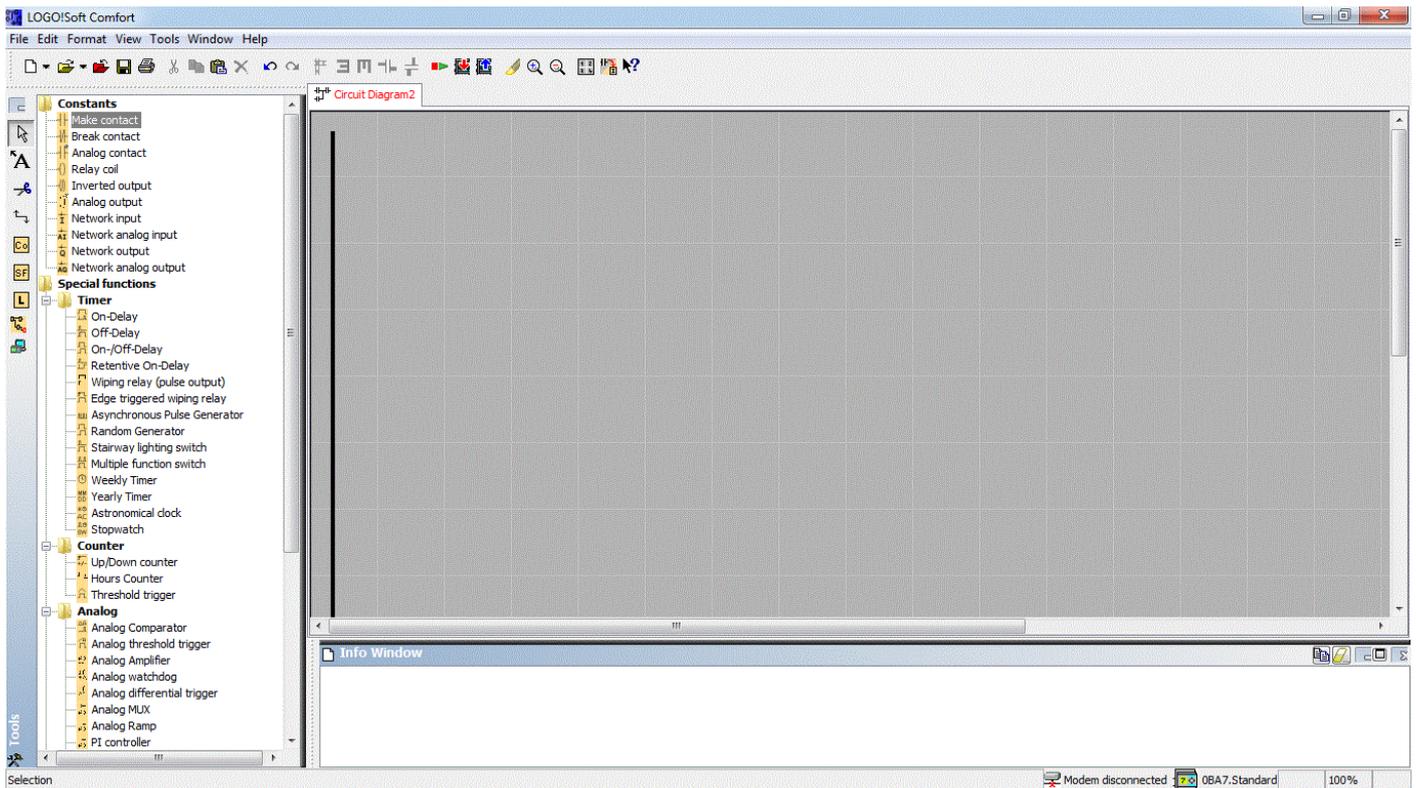


Рисунок 6 – Окно программы LOGO!Soft Comfort

Далее необходимо сконфигурировать сетевые параметры логического модуля. Для этого нужно выбрать в выпадающем меню «Tools» пункт Transfer → Configure Network Address. В открывшемся окне (рисунок 7) необходимо указать IP-адрес и маску сети логического модуля, которые обязательно должен совпадать с тем адресом, который установлен непосредственно в LOGO!. После этого необходимо нажать «ОК» и при необходимости еще раз «ОК».

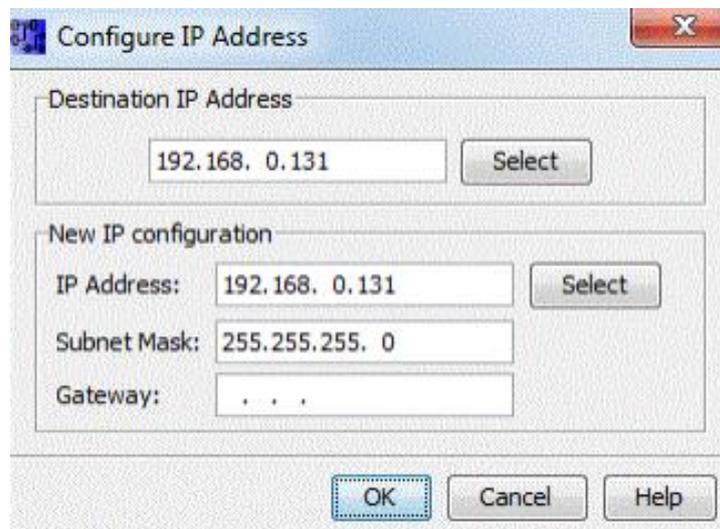


Рисунок 7 – Конфигурация IP-адреса

Всю рабочую область программы можно условно разделить на две части:

Правая – главное окно проекта, в котором ведется программирование и лог загрузки;

Левая – содержащая панель инструментов для программирования и непосредственно всевозможные инструкции, с помощью которых и реализуется программа.

Программирование логического модуля осуществляется на одном из двух языков программирования: LAD и FBD. Язык LAD (язык лестничных диаграмм) удобен для инженеров-электриков, а язык FBD (язык функциональных блоков) ориентирован на инженеров-схемотехников. Переключение между языками происходит следующим путем: в выпадающем меню «File» необходимо выбрать пункт Convert to FBD или Convert to LAD, в зависимости от того, какой язык был выбран первоначально. После этого откроется еще одна закладка, в которой будет находиться проект, преобразованный в нужный язык.

Ниже рассматривается пример программирования на языке LAD.

При программировании лестничными диаграммами (LAD) в виде релейно-контактной схемы программа разделяется на сегменты. Каждый сегмент представляет собой отдельную цепь, по которой может протекать ток. Шина питания находится слева (вертикальная линия).

Рассмотрим ввод программы для реализации простого уравнения:

$$Q1 = (I1 \cdot \bar{I3}) + I2$$

1. Установить в токовую цепь (сегмент) реле (катушку) (рисунок 8). Для этого нажать на кнопку Relay Coil [Катушка] в окне инструкций и на рабочем поле в желаемом месте кликнуть левой клавишей мыши. Выходу автоматически будет присвоен адрес. В программе один выход может быть использован только один раз.

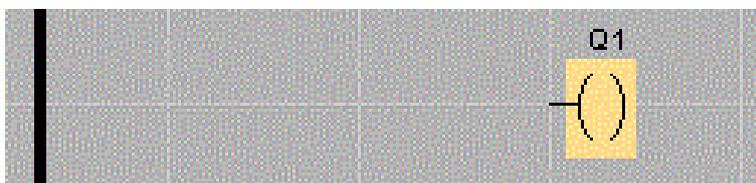


Рисунок 8 – Вид реле (катушки)

2. В окне инструкций выбрать замыкающий контакт «Make contact». Щёлкнуть по тому месту (непосредственно по линии), куда нужно его установить. Автоматически откроется окно свойств (рисунок 9). в нем необходимо выбрать номер контакта и нажать ОК. Аналогично выполнить установку всех остальных контактов. После чего программа примет вид, представленный на рисунке 10.

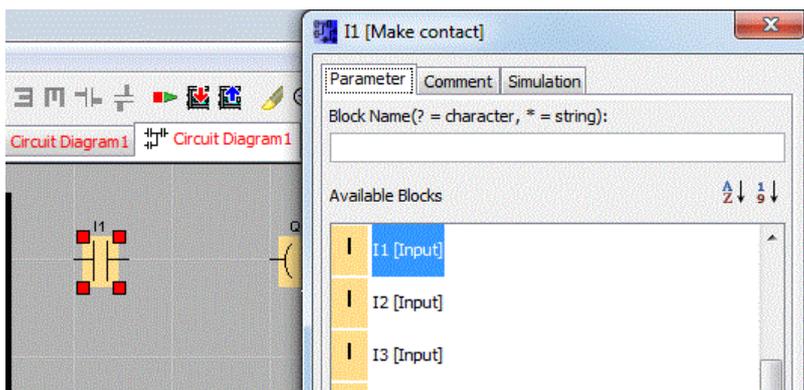


Рисунок 9 – Окно свойств создания контакта

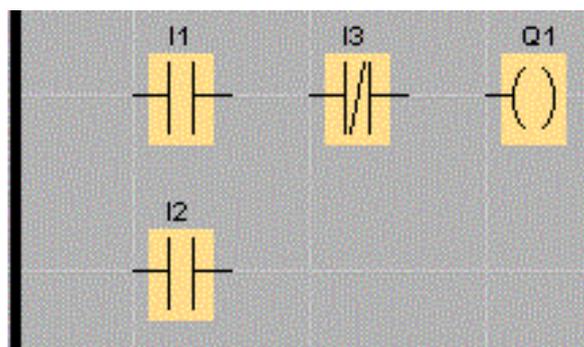


Рисунок 10 – Вид программы

3. Далее в панели инструментов программирования выбрать  – Connect [Соединить] и указателем мыши соединить контакты в нужной последовательности (рисунок 11). Программа создана.

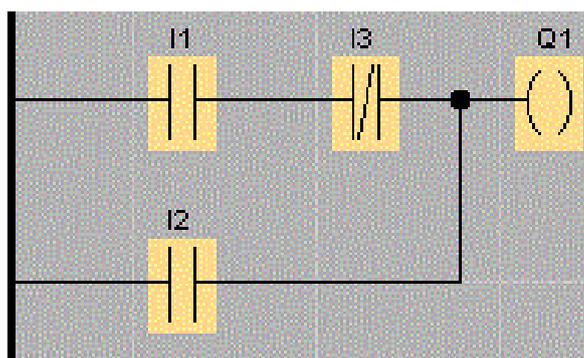


Рисунок 11 – Вид программы после соединения

Для удаления какого-либо элемента программы необходимо его выделить и выбрать: Edit→Delete. Для отмены предыдущего действия необходимо выбрать: Edit→Undo.

Для редактирования какого-либо дискретного элемента программы необходимо дважды щелкнуть по нему левой клавишей мыши и в открывшемся окне произвести требуемые изменения.

Далее рассматривается вставка функции на примере создания следующей программы: если кратковременно включить вход I0, то включится выход Q1, если кратковременно включить вход I1, выход Q1 выключится. Для этого воспользуемся функцией RS триггера:

В панели инструментов программирования выбрать  – Special Functions [Специальные функции]. Откроется панель функций (рисунок 12), на которой

необходимо выбрать обозначение RS. После чего поместить инструкцию, на поле, кликнув в нужном месте левой клавишей мыши.



Рисунок 12 – Панель функций

На верхнюю входную линию (вход S) инструкции поставьте нормально открытый контакт I1, а на место нижнего входа (вход R) – I2 (рисунок 13). Для вывода состояния триггера на выходное реле необходимо создать контакт SF001. При этом, так же как и с физическими входами, необходимо выбрать «Make contact», установить в нужном месте программы и в выпадающем меню выбрать требуемый контакт SF001. После этого подключить его на выход Q1.

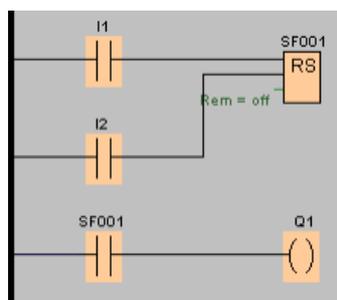


Рисунок 13 – Использование RS-триггера

В логическом модуле LOGO! реализуется до 14 разновидностей таймеров. В лестничных диаграммах таймерные блоки различаются изображением пиктограммы и количеством входов.

Ниже, на рисунках 14 – 17 приведены для каждого типа таймера варианты программирования и временные диаграммы их работы, из которых без дополнительных комментариев ясны особенности их работы.

Блок таймера имеет следующие входы и выходы: IN – вход запуска, Par – уставка (заданное время), R – вход сброса, Q – выход (состояние таймера).

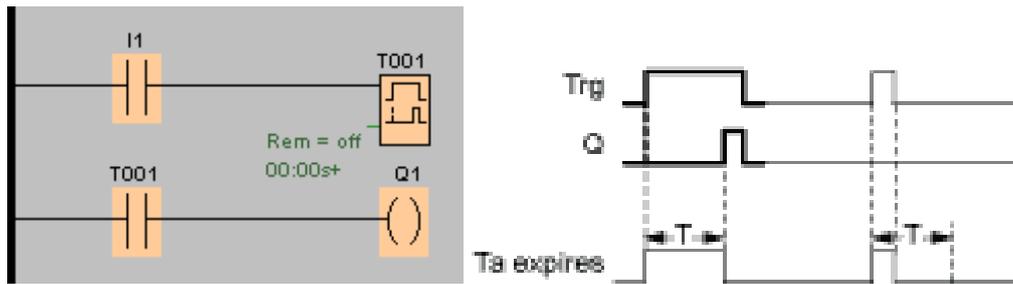


Рисунок 14 – Таймер – формирователь задержки на включение

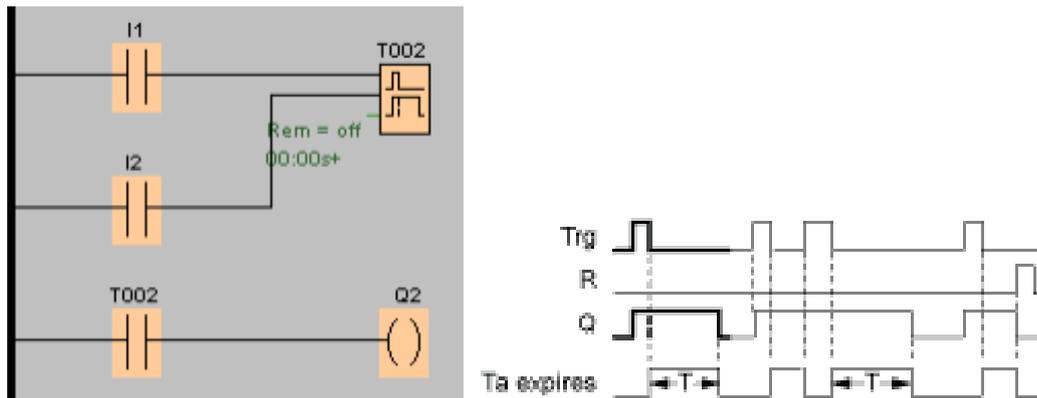


Рисунок 15 – Таймер – формирователь задержки на выключение

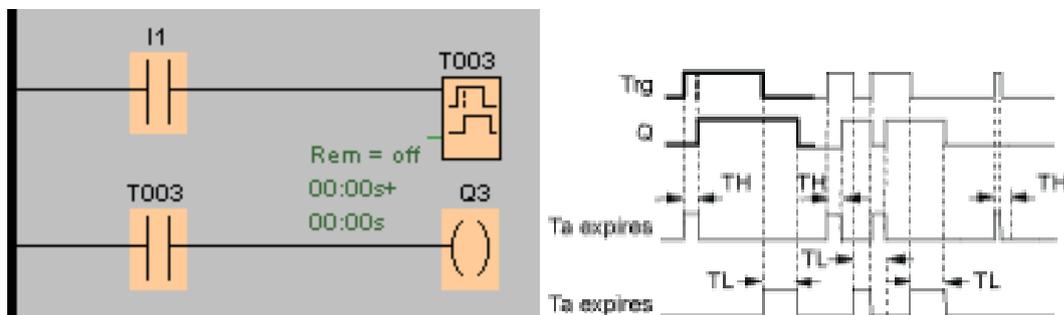


Рисунок 16 – Таймер – формирователь задержек на включение и выключение

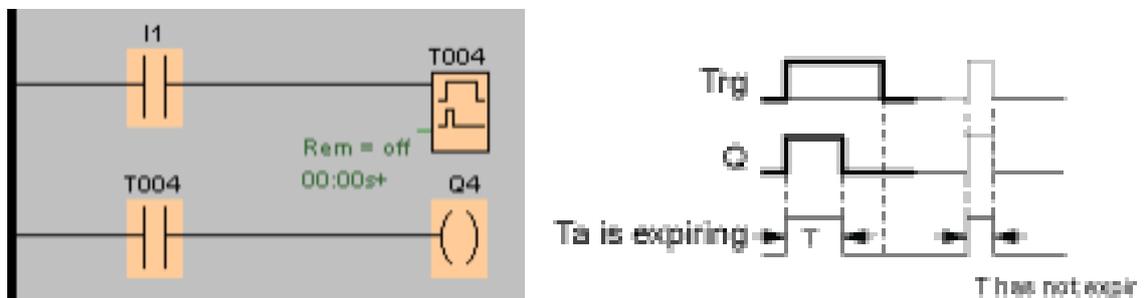


Рисунок 17 – Таймер – формирователь импульса

Настройка таймера происходит через диалоговое окно (рисунок 18). В нем можно указать имя таймера и назначить ему уставку времени, которая может быть в трех форматах: h:m (часы:минуты), m:s (минуты:секунды) и s:ms (секунды:миллисекунды).

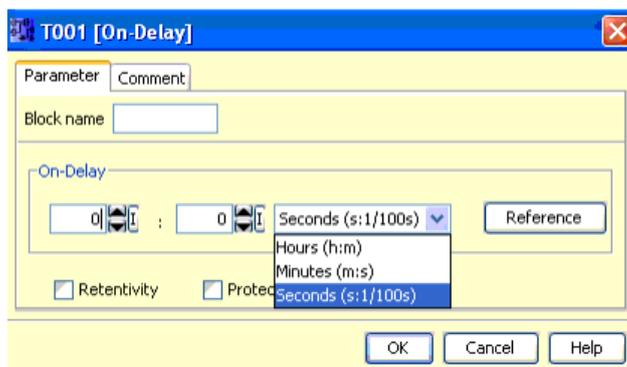


Рисунок 18 – Окно настроек таймера

В логическом модуле LOGO! реализуется 3 разновидности счетчиков. В лестничных диаграммах блоки счетчиков различаются изображением пиктограммы и количеством входов.

В контроллере реализовано 3 вида счетчиков:

- Реверсивный (прямой/обратный счет);
- Счетчик часов;
- Высокоскоростной счетчик.

На рисунке 19 представлены блоки и временные диаграммы, описывающие работу всех трех счетчиков.

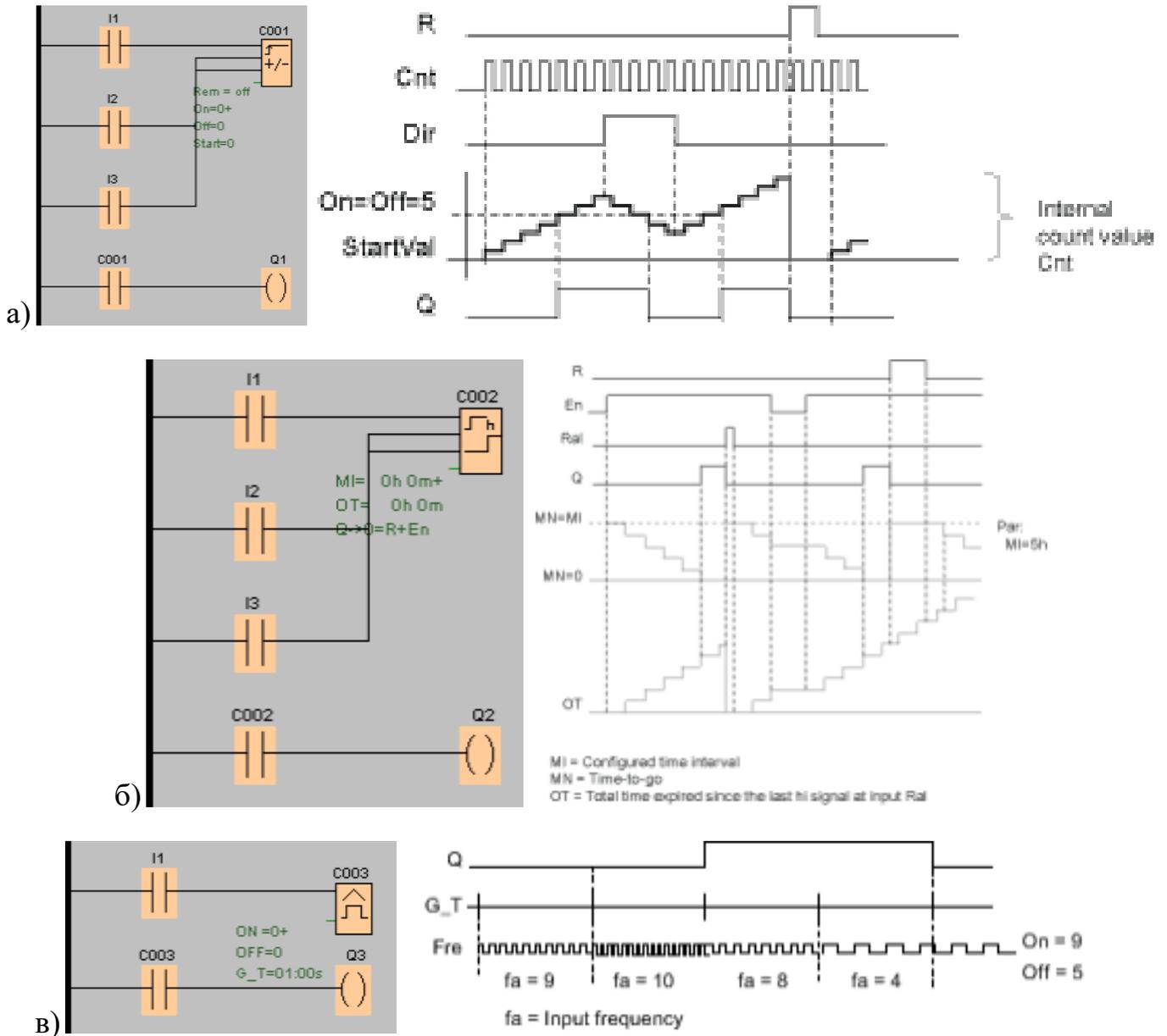


Рисунок 19 – Счетчики: а) реверсивный, б) счетчик часов, в) высокоскоростной

На временных диаграммах (рисунок 19) указаны следующие обозначения: Cnt – счетный вход, Dir – направление счета, En – вход на разрешение счета, Fre – импульсный вход, R – вход сброса, Q – выход (состояние) счетчика.

Настройка счетчика происходит через диалоговое окно (рисунок 20). В нем можно указать имя счетчика и в зависимости от типа счетчика назначить уставки.

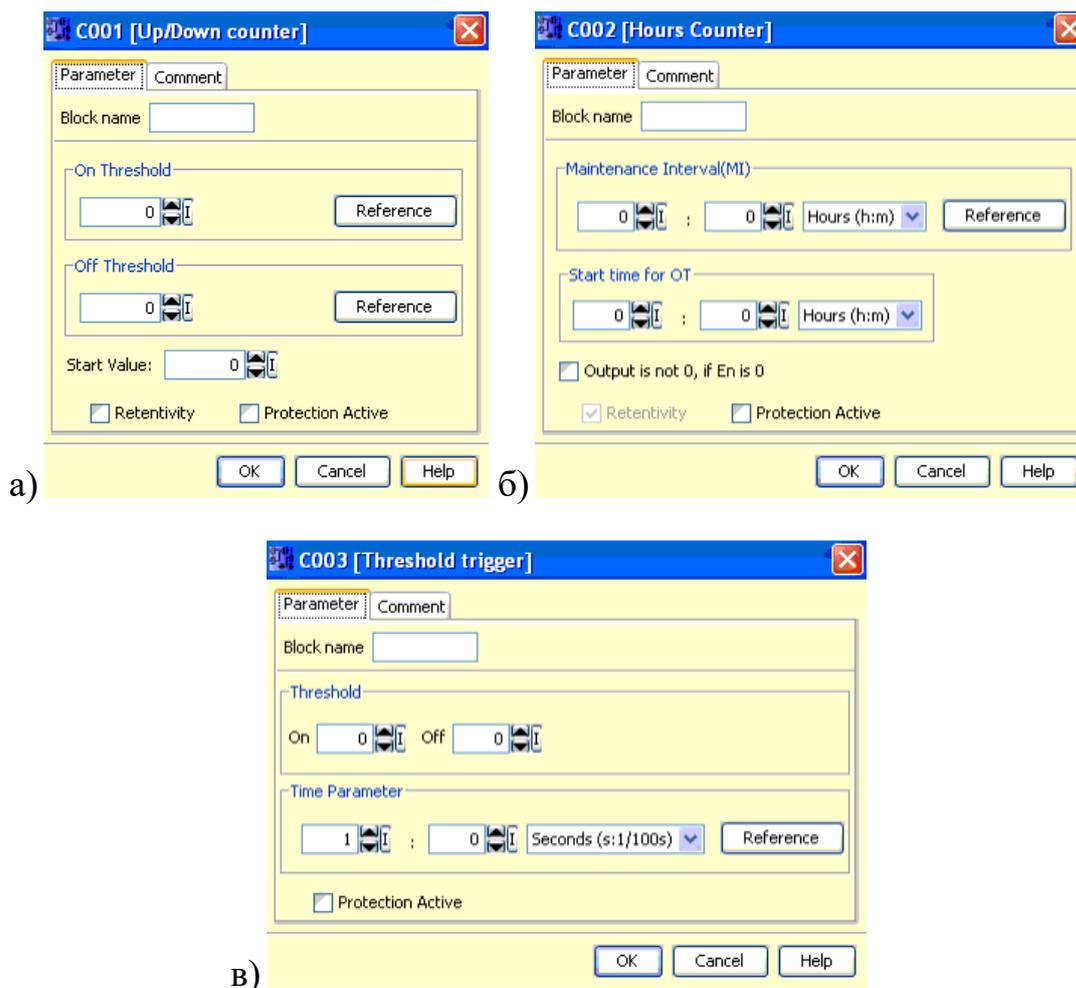


Рисунок 20 – Окна настроек счетчиков:
 а – реверсивного, б – счетчика часов, в - высокоскоростного

Исследуемый логический модуль LOGO! имеет два встроенных аналоговых входа, характеристики которых можно увидеть в соответствующем разделе данного методического пособия.

При выполнении лабораторной работы требуется изучить работу аналогового компаратора, который сравнивает два аналоговых сигнала, поступающие с входов логического модуля. Вход AI1 подключен непосредственно к потенциометру, расположенному на лицевой панели модуля. Вход AI2 необходимо подключить к потенциометру, расположенному на лицевой панели модуля ПЛК. В память логического модуля необходимо ввести следующую программу (рисунок 21)

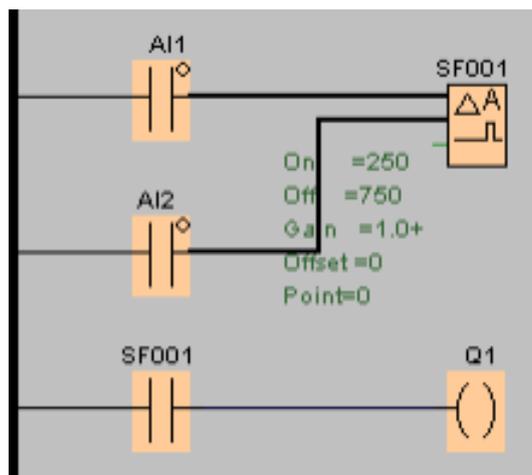


Рисунок 21 – Программа для изучения работы аналоговых входов и компаратора логического модуля

Для этого в окне инструкций необходимо выбрать «Analog contact» и на рабочем поле установить в требуемое место, задав при этом адреса входов AI1 и AI2 соответственно. Далее в окне инструкций нужно выбрать блок «Analog Comparator», и также установить его в требуемое место. Дважды щелкнуть левой клавишей мыши по блоку. В открывшемся окне свойств компаратора (рисунок 22) в полях «Threshold On» и «Threshold Off» установить пороги включения и отключения соответственно.

Контакты AI1 и AI2 считывают значения на аналоговых входах 1 и 2 соответственно. Инструкция SF001 (аналоговый компаратор) производит сравнение двух значений и по порогам срабатывания производит включение или выключение релейного выхода Q1.

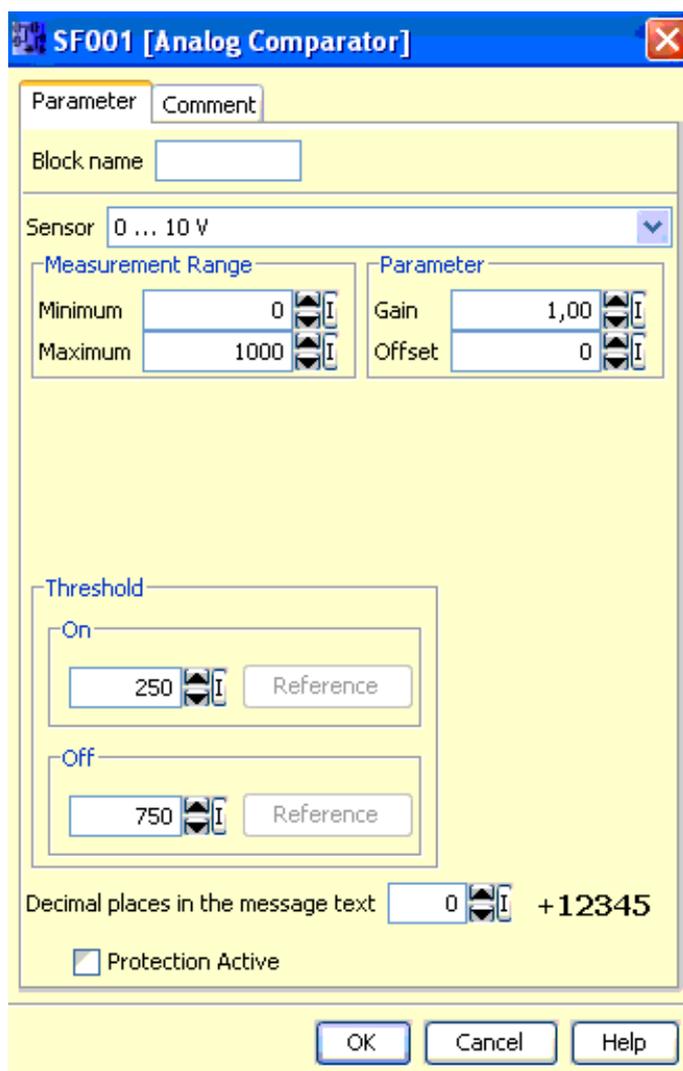


Рисунок 22 – Окно свойств аналогового компаратора

Пример программирования логического модуля LOGO!

В качестве примера представлена программа управления движением тележки.

Тележка перемещается по прямолинейному пути. Имеется два фиксированных положения П0 и П1. Исходное положение тележки – П0.

При кратковременном нажатии на кнопку «Пуск» тележка движется вперед до положения П1, стоит в положении П1 5 с и возвращается назад в положение П0. В положении П0 немедленно возникает реверс привода тележки. Тележка вновь движется в положение П1, стоит в нем 5 с и возвращается в П0. В положении П0 вновь возникает команда на движение до положения П1 и т.д. после 10 циклов перемещения в положение П1 при возвращении тележки в положение П0 возникает сигнал «Конец цикла».

Для управления движением тележки следует предусмотреть счетчик (СЧ) со счетом до 10, задержку времени (таймер) для формирования задержанного сигнала П1↑ и память РП о нажатии на кнопку «Пуск».

$$P_{II} = (Пуск + P_{II}) \cdot КЦ$$

Команда на перемещение тележки вперед (В) возникает в положении П0, если отсутствует сигнал счетчика СЧ, и сохраняется при наличии сигнала памяти пуска РП до достижения положения П1. Этому описанию соответствует логическое уравнение

$$B = (П0 \cdot СЧ + В) \cdot П1 \cdot P_{II}$$

Команда на перемещение тележки назад (Н) возникает через 5 с нахождения в положении П1 и сохраняется при наличии переменной РП до достижения положения П0. Тогда логическое уравнение для команды Н имеет вид

$$H = (П1^{\uparrow} + H) \cdot П0 \cdot P_{II}$$

Сигнал конца цикла (КЦ) возникает в положении П0 при наличии сигнала счетчика СЧ о завершении 10 циклов перемещения в положение П1 и сигнала РП. Сигнал КЦ сохраняется до очередного нажатия на кнопку “Пуск”. Тогда логическое уравнение для рассматриваемого сигнала имеет вид

$$КЦ = (П0 \cdot СЧ \cdot P_{II} + КЦ) \cdot Пуск$$

Сброс счетчика производится сигналом конца цикла КЦ.

В таблице 8 представлена адресация команд и сигналов для LOGO!.

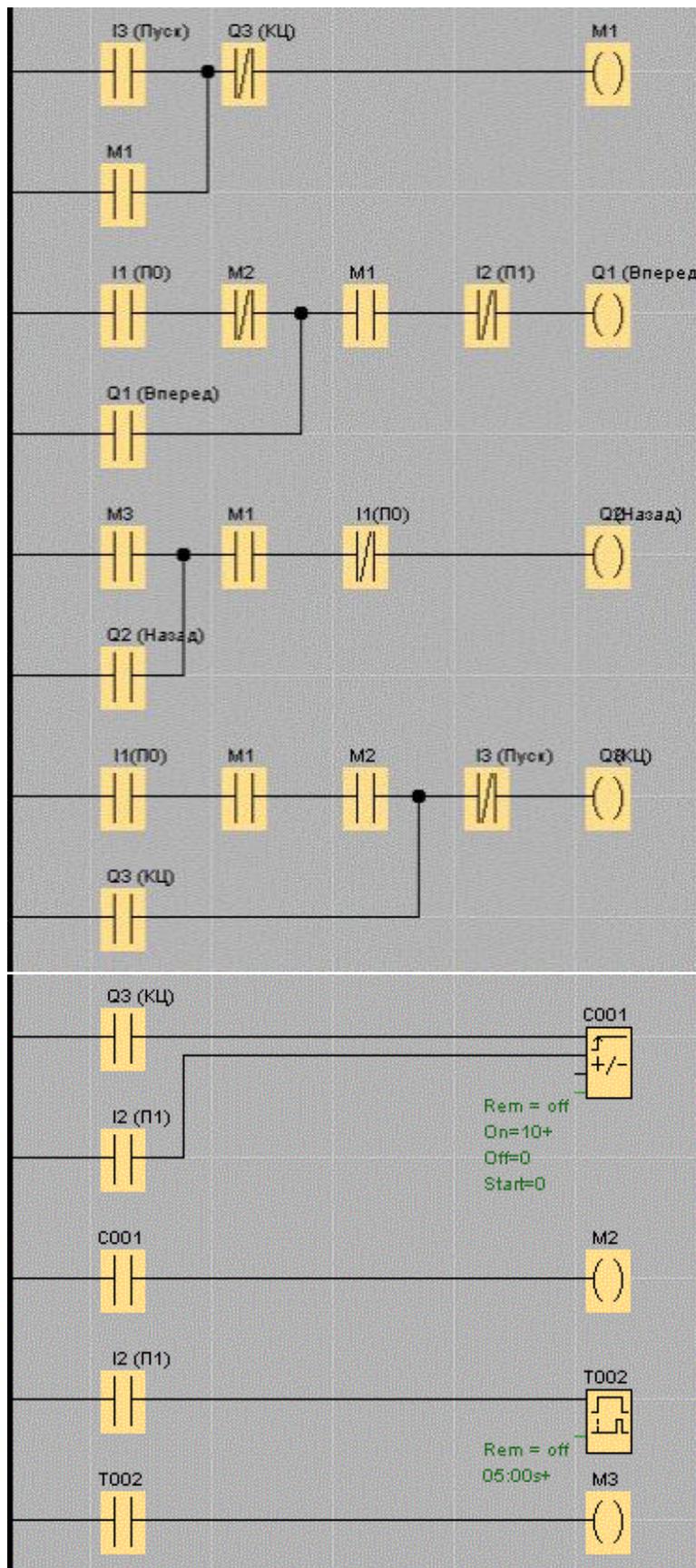


Рисунок 23 – Программа управления движением тележки

Таблица 8 – Адресация команд и сигналов для LOGO!

Команда, сигнал	0	1	Пуск	В	Н	КЦ	РП	СЧ	П1↑
Адрес	1	2	I3	Q1	Q2	3	M1	M2	M3
Символ	0	1	Пуск	Вперед	Назад	Ц	Память	Ч	Задержка

Загрузка программы в логический модуль LOGO! и запуск программы

Загрузка программы в логический модуль осуществляется в следующей последовательности:

в выпадающем меню «Tools» необходимо выбрать пункт Transfer → «PC→LOGO!». Появится окно задания IP-адреса (рисунок 7), если IP-адрес совпадает с тем, который установлен непосредственно в логическом модуле, нажать «ОК». После этого диалоговое окно предложит переключить LOGO! В режим STOP – выбрать ОК (рисунок 24 а). Далее начнется загрузка программы в память логического модуля. Процесс загрузки отображается с помощью шкалы процесса (рисунок 24 б).

По окончании загрузки новое диалоговое окно предложит обратно переключить LOGO! в режим RUN, для чего необходимо нажать ОК.

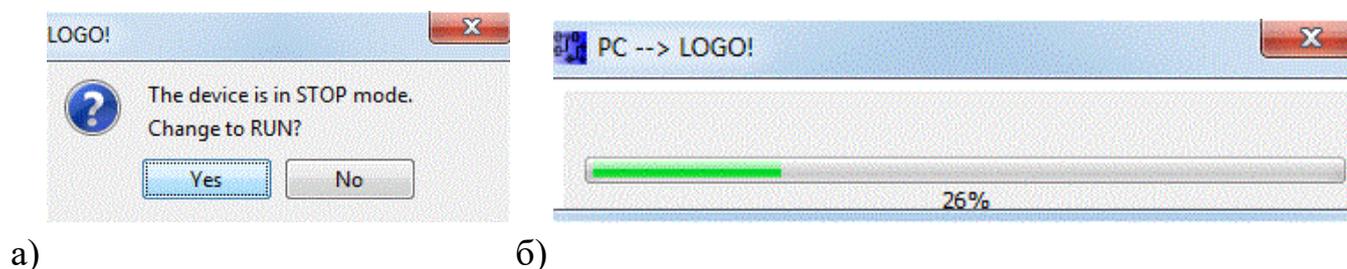


Рисунок 24 – Отображение процесса загрузки программы

Во время работы логического модуля доступен режим мониторинга хода выполнения программы. Для этого необходимо в выпадающем меню «Tools» выбрать пункт Online Test. Опять появится окно задания IP-адреса, в котором необходимо нажать ОК. После этого логический модуль перейдет в on-line режим. Для того, чтобы перейти в режим мониторинга, необходимо нажать кнопку , расположенную на функциональной панели. После этого в окне редактирования программы будут отображаться состояния контактов и катушек, а также значения счетчиков, таймеров и других функции в реальном времени (рисунок 25).

Программирование логического модуля LOGO! с кнопочной панели

Для начала работы в ручном режиме необходимо остановить программу (рисунок 25 а) нажав «Stop», если она запущена. Затем выбрать пункт «Program...» (рисунок 25 б), после этого «Edit» (рисунок 25 в), и наконец «Edit Prg» (рисунок 25 г):

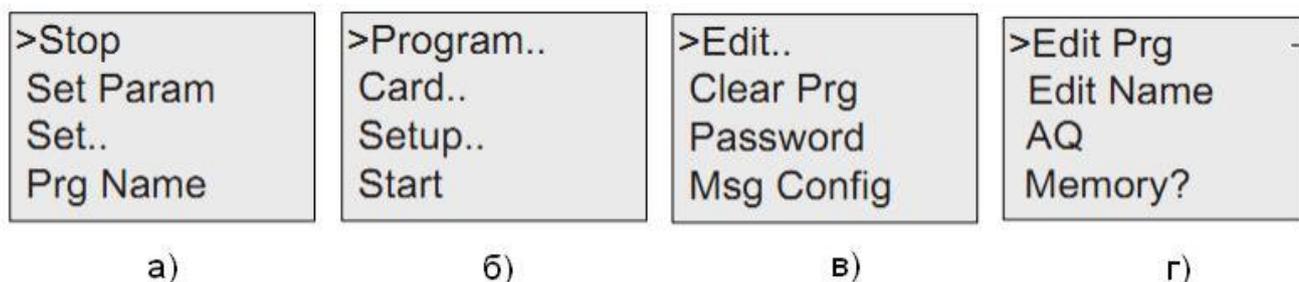


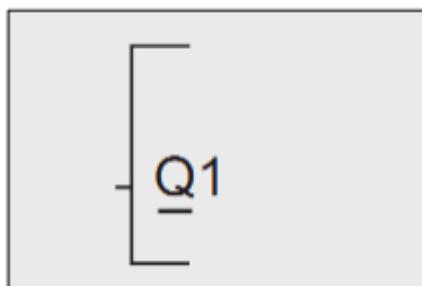
Рисунок 25 – Начало работы в ручном режиме

Рассмотрим ввод программы для реализации простого уравнения:

$$Q1=I1+I2+\bar{I3}$$

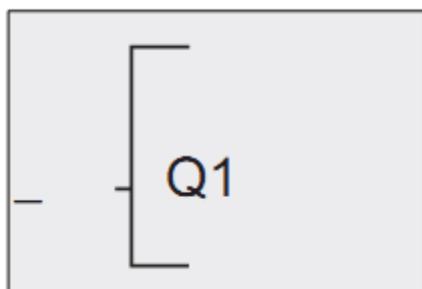
Теперь необходимо ввести коммутационную программу (от выхода к входу).

В начале работы модуль LOGO! отображает выход:

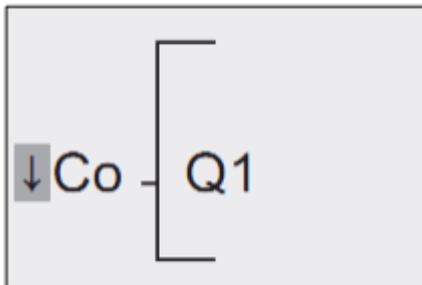


Символ подчеркивания под символом **Q** в обозначении **Q1** представляет собой курсор.

Курсор показывает текущее положение в коммутационной программе. Для перемещения курсора используются клавиши ▲►▼◀. Нажмите клавишу ◀ Курсор перемещается влево.

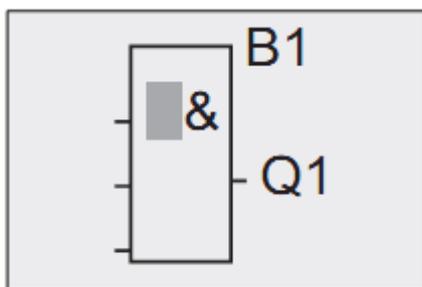


Здесь нужно ввести только первый блок (**OR**). Нажмите **OK**, чтобы перейти в режим редактирования.

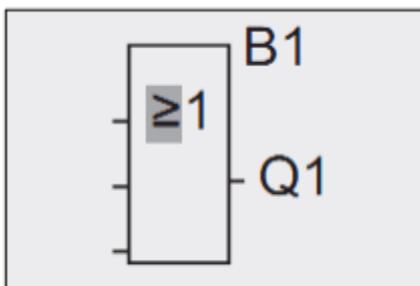


Курсор больше не отображается в виде символа подчеркивания, вместо этого он имеет вид мигающего сплошного прямоугольника. Здесь модуль LOGO! предоставляет различные возможности.

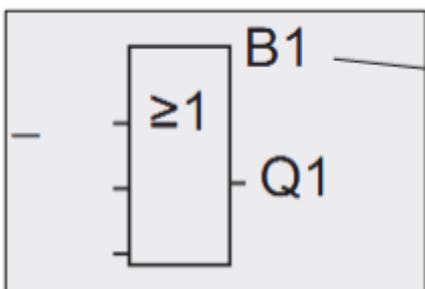
Выберите **GF** (базовые функции), нажимая клавишу **▼** до появления символа «**GF**» и подтвердите выбор нажатием **OK**. Теперь модуль LOGO! отображает первый блок из списка базовых функций:



Теперь нажимайте клавишу **▲** или **▼** до появления на дисплее блока **OR**:

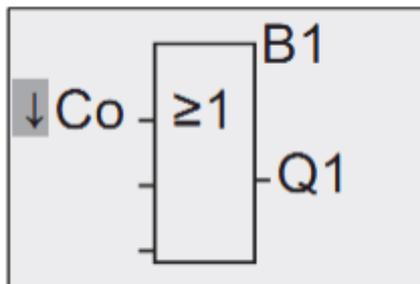


Нажмите **OK**, чтобы подтвердить выбор и завершить диалог.

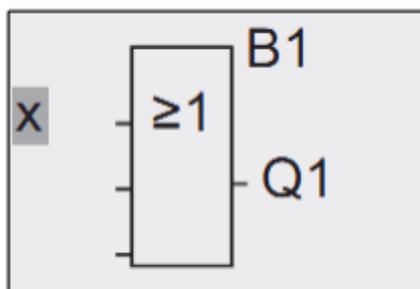


Был выполнен ввод первого блока. Каждому новому блоку автоматически назначается номер блока. Для завершения необходимо только выполнить подключения ко входам блока. Для этого выполните следующие действия:

Нажмите **ОК**.



Выберите список **Co**. Нажмите **ОК**



Первым элементом в списке **Co** является символ входа 1, т.е. «**I1**».

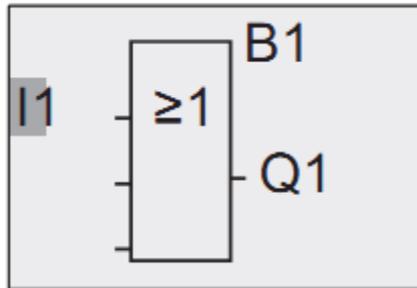
Примечание

Нажмите ▼ для перемещения к началу списка **Co**: I1, I2 I_o. Нажмите ▲ для перемещения к концу списка **Co**: I_o, h_i, ... I1.

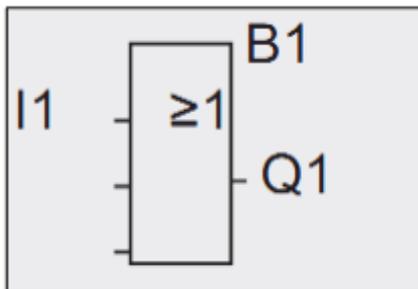
Входы F1, F2, F3 и F4 были добавлены в серии устройств 0BA6. Они соответствуют четырем функциональным клавишам дополнительного модуля LOGO! TD.

В устройствах серии 0BA7 доступно большее число битов регистра сдвига (S1.1 — S4.8), свободных коннекторов (X1 — X64) и аналоговых флагов (AM1 — AM16).

Сетевые дискретные входы (NI1 — NI64), сетевые аналоговые входы (NAI1 — NAI32), сетевые дискретные выходы (NQ1 — NQ64) и сетевые аналоговые выходы (NAQ1 — NAQ16) являются новыми коннекторами устройств серий 0BA7. Они не сконфигурированы в LOGO! 0BA7. Вы можете сконфигурировать их для коммутационной программы из LOGO!Soft Comfort V7.0, и загрузить программу в LOGO! 0BA7, для того чтобы сделать их доступными в устройстве LOGO! 0BA7.



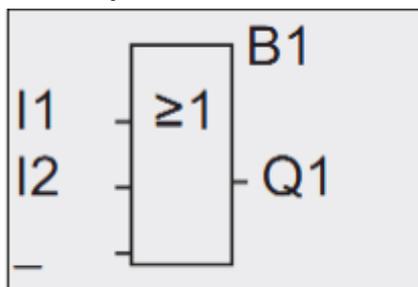
Нажмите **ОК**. Теперь вход **I1** подключен к входу блока **OR**. Курсор перемещается к следующему входу блока **OR**.



Теперь необходимо подключить вход **I2** к входу блока **OR**:

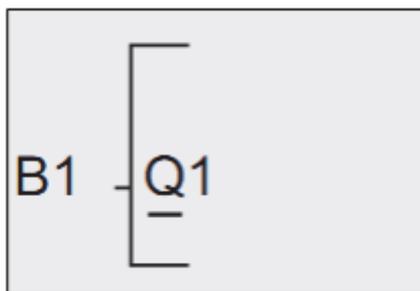
1. Перейдите в режим редактирования: Нажмите **ОК**
2. Выберите список **Со**: нажимайте ▲ или ▼
3. Подтвердите список **Со**: Нажмите **ОК**
4. Выберите **I2**: нажимайте ▲ или ▼
5. Примените **I2**: Нажмите **ОК**

Теперь вход **I2** подключен к входу блока **OR**:



В данной коммутационной программе два последних входа блока **OR** не используются. Неиспользуемые входы можно отметить символом «х». Дважды введите символ «х»:

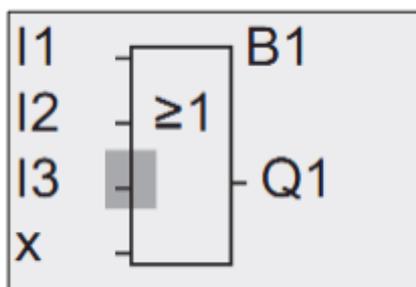
1. Перейдите в режим редактирования: Нажмите **ОК**
2. Выберите список **Со**: нажимайте ▲ или ▼
3. Подтвердите список **Со**: Нажмите **ОК**
4. Выберите 'х': нажимайте ▲ или ▼
5. Примените х: нажмите **ОК**



Примечание

Имеется возможность инвертирования отдельных входов базовых и специальных функций, т. е. если на входе присутствует сигнал логической «1», коммутационная программа будет выдавать значение логического «0». Точно так же сигнал логического «0» будет инвертироваться в сигнал логической «1».

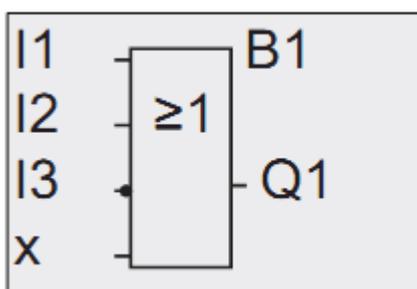
Чтобы инвертировать вход, переместите курсор в соответствующее положение, например, как показано на рисунке ниже:



Подтвердите клавишей **OK**

Теперь нажимайте **▲** или **▼**, чтобы инвертировать этот вход.

После этого нажмите **ESC**



Чтобы просмотреть свою первую коммутационную программу, нажимайте клавиши **◀** или **▶** для перемещения курсора по программе. Теперь выйдем из режима программирования. Вернитесь в меню программирования: нажмите **ESC**

Программа готова.

Примечание

Модуль LOGO! сохранил коммутационную программу в энергонезависимой памяти. Коммутационная программа остается в памяти модуля LOGO! до тех пор, пока она не будет удалена пользователем. Текущие значения специальных функций могут быть сохранены при исчезновении питания, если эти функции поддерживают сохранение (параметр «Retentive») и доступна необходимая программная память. Параметр «Retentive» отключен при добавлении функции; для использования этого параметра его необходимо включить.

Далее рассмотрим редактирование созданной программы и использование специальных блоков (таймеров, счетчиков).

Переключите модуль LOGO! в режим программирования.

Напомним, как это делается:

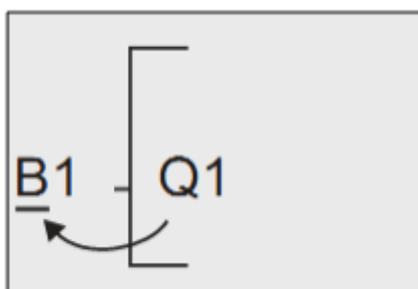
1 Переключите модуль LOGO! в режим программирования

(В режиме **RUN**: нажмите **ESC** для перехода в режим ввода параметров. Выберите команду «**Стоп**», подтвердите ввод клавишей **OK**, а затем переместите курсор «>» к пункту «**Yes**» и снова подтвердите клавишей **OK**).

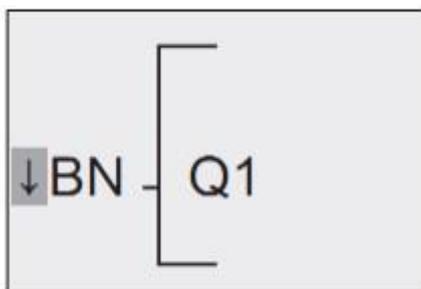
2. В главном меню выберите пункт «**Program**».

3. В меню программирования выберите пункт «**Edit**» и подтвердите клавишей **OK**. Затем выберите пункт «**Edit Prg**» и подтвердите выбор клавишей **OK**. Теперь можно изменять текущую коммутационную программу.

Нажмите **◀**, чтобы переместить курсор на **B** в **B1** (**B1** является номером **OR** блока):



Вставьте новый блок в этой позиции. Подтвердите с помощью **OK**.

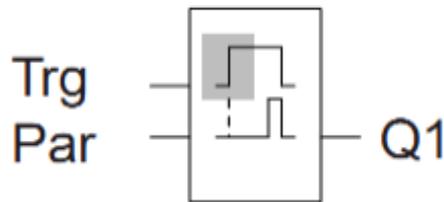


Нажмите **▼**, чтобы выбрать список **SF**:

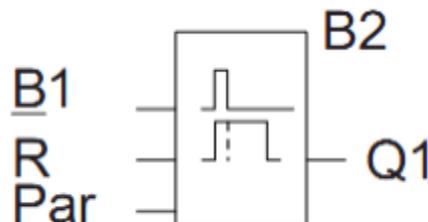


Нажмите **ОК**.

Будет показан блок первой специальной функции:

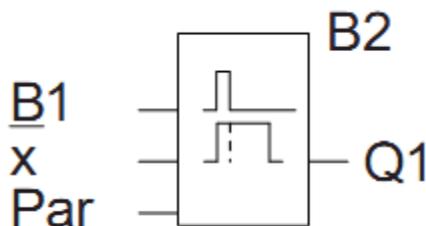


Выберите блок (задержка отключения, см. следующий рисунок) и нажмите **ОК**:



Блок **B1**, ранее подключенный к **Q1**, автоматически подключается к самому верхнему входу нового блока. Обратите внимание на то, что можно соединять дискретные входы только с дискретными выходами, а аналоговые входы — только с аналоговыми. В противном случае «старый» блок будет утрачен. Блок задержки отключения имеет три входа. Наверху расположен триггерный вход (**Trg**), используемый для запуска отсчета времени задержки отключения. В нашем примере для запуска отсчета времени задержки отключения используется блок **OR B1**.

Для сброса времени и состояния выхода нужно подать сигнал на вход сброса. Время задержки отключения задается параметром **T** на входе **Par**. В нашем примере вход сброса функции задержки отключения не используется, и он будет обозначен коннектором «x».



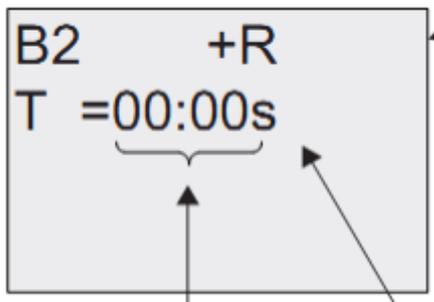
Теперь нужно задать время задержки отключения **T**:

1.Переведите курсор на **Par**, если курсор еще не находится в этом положении:

Нажмите ▲ или ▼

2.Перейдите в режим редактирования: нажмите **OK**.

Модуль LOGO! показывает параметры в окне ввода параметров:



Чтобы изменить значение времени:

- Нажимайте ◀ и ▶, чтобы установить курсор в нужную позицию.
- Нажимайте ▼ и ▲, чтобы изменить значение в соответствующей позиции.
- Подтвердите ввод клавишей **OK**.

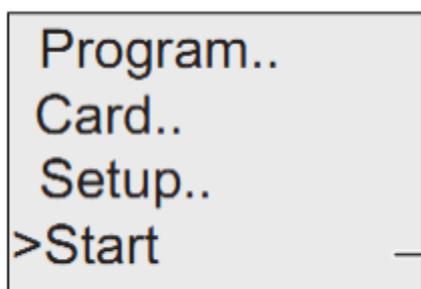
Установите время **T**, равное 12:00 мин.:

- 1.Переместите курсор к первой цифре: нажимайте ◀ и ▶
- 2.Выберите цифру «1»: нажимайте ▼ и ▲
- 3.Переместите курсор ко второй цифре: нажимайте ◀ и ▶
- 4.Выберите цифру «2»: нажимайте ▼ и ▲
- 5.Переместите курсор к единицам измерения: нажимайте ◀ и ▶
- 6.Выберите масштаб времени «m» (минуты): нажимайте ▼ и ▲

Программа готова. Теперь необходимо запустить исполнения цикла.

Запуск программы в ручном режиме

Для запуска модуля LOGO! выберите **START** в главном меню.



- 1.Вернитесь в главное меню: нажмите **ESC**
- 2.Переведите курсор '>' на "**START**": Нажмите ▼ или ▲

3.Подтверждает "START": Нажмите **ОК**
Модуль LOGO! запускает коммутационную программу.

Порядок проведения лабораторной работы

При выполнении лабораторной работы предполагается индивидуализация обучения по принципу «каждому студенту (бригаде студентов) свой вариант задания». Поэтому в лабораторной работе предусмотрены варианты индивидуальных заданий. По своему усмотрению преподаватель может упростить или усложнить задачу варианта в зависимости от подготовки обучаемого.

Выполнение данной лабораторной работы рассчитано на 4 академических часа работы в лаборатории и 3-4 часа самостоятельной работы при домашней подготовке и оформлении отчета по работе.

При подготовке к лабораторной работе студент должен в соответствии с таблицей 9 выбрать свой вариант задания.

Таблица 9 – Таблица вариантов

Номер бригады	1 и 5			2 и 6			3 и 7			4 и 8		
Член бригады	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3
Номер варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2

Для заданного варианта необходимо разработать алгоритм ее решения. В соответствии с заданием определиться с адресацией входных и выходных переменных. Затем определиться с адресацией вводимых промежуточных переменных и с адресацией и параметрами используемых таймеров и счетчиков. Составить программу для логического модуля LOGO!

В лаборатории с помощью программного обеспечения LOGO!Soft Comfort набрать подготовленную программу, записать ее в LOGO! При необходимости проверить правильность работы программы на симуляторе. После чего запустить программу в работу и убедиться в правильности ее работы. При наличии ошибок в работе устранить их и продемонстрировать преподавателю работу правильно функционирующей программы.

Варианты заданий

Вариант 1.

Печь сопротивлений содержит три нагревательных элемента (НЭ), каждый из которых питается от собственного тиристорного преобразователя соответственно ТП1...ТП3. Сигнал «1» на входе ТП соответствует максимально- допустимому току НЭ, сигнал «0» – минимально-допустимому току НЭ. Синтезировать схему, обеспечивающую алгоритм работы группы ТП, представленный в таблице 10.

Таблица 10 – алгоритм работы группы ТП

Номер импульса генератора	-	1	2	3	4	5	6	7	8	9	...
Состояние ТП1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	...
Состояние ТП2	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	
Состояние ТП3	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	

Начало работы осуществляется после нажатия на кнопку «Пуск».

Цикл управления печью сопротивления состоит из 6 тактов. Переход с одного такта на другой осуществляется при поступлении очередного импульса от генератора импульсов. Циклы управления непрерывно следуют друг за другом.

При поступлении команды «Стоп» прекращается подача импульсов и все ТП отключаются. Для возобновления работы необходимо нажать на кнопку «Пуск». Генератор импульсов реализуется программным путем.

Вариант 2.

Манипулятор (рука со схватом) служит для подачи заготовок из накопителя в пресс. Рука манипулятора может перемещаться вперед/назад из крайнего заднего КЗ в крайнее переднее КП положение и назад, а также поворачиваться из крайнего правого положения КПр в крайнее левое положение КЛ и обратно. Схват имеет электромагнитный механизм зажима/разжима заготовок.

Исходное положение манипулятора перед накопителем (в положениях КЗ и КПр, схват под действием пружин зажат). При поступлении запроса со станка и наличии заготовки в накопителе включается электромагнит разжима схвата. Рука идет в крайнее переднее положение КП, через 2с схват зажимает заготовку (электромагнит схвата отключается) и рука возвращается в положение КЗ. Рука поворачивается в положение КЛ и выдвигается вперед до КП. Схват разжимается (электромагнит схвата включается) и через 2с рука идет в положение КЗ, затем поворачивается в положение КПр (исходное положение руки). Если есть запрос со станка, а накопитель пуст, то включается сигнальная лампа «Нет детали» и

кратковременный звуковой сигнал (в течение 5с). Световой сигнал снимается кнопкой «Сброс». Включение системы в работу – нажатием кнопки «Пуск».

Вариант 3.

Автоматизировать процесс безупорной остановки длинномерного металла на рольганге Р1. На рольганг Р1 металл передается с предыдущего рольганга Р0, наличие металла на котором контролируется датчиком Д0. Вдоль рольганга Р1 расположены датчики, контролирующие наличие металла последовательно в положениях П1, П2 и П3.

Нормальное положение рольганга Р1 – неподвижное. При наличии сигнала с датчика Д0 и отсутствии металла на рольганге Р1, рольганг Р1 включается и металл перемещается по рольгангу Р1. При достижении передним концом металла положения П1 происходит снижение скорости Р1 до «ползучей» скорости, а в положении П2 привод рольганга Р1 отключается. Если по каким-либо причинам металл достиг положения П3, то привод рольганга Р1 реверсируется и работает на пониженной скорости, пока металл не уйдет из положения П3. При остановке переднего конца металла между положениями П2 и П3 формируется сигнал разрешения работы механизмов уборки металла с Р1.

Включение системы в работу – при нажатии на кнопку «Пуск».

Вариант 4.

Автоматизировать работу толкателя с кривошипно-шатунным механизмом с неревверсивным электродвигателем. При нажатии кнопки «Пуск» кривошип из положения $\alpha = 0^{\circ}$ движется до положения $\alpha = 120^{\circ}$. В этом положении происходит переход на пониженную (малую) скорость, кривошип идет до положения $\alpha = 180^{\circ}$ и останавливается. Через 3с электродвигатель автоматически вновь включается и на повышенной скорости шатун идет в положение $\alpha = 0^{\circ}$. Стоит в нем 3с, включается и движется к положению $\alpha = 120^{\circ}$ и на пониженной скорости до $\alpha = 180^{\circ}$ и т.д. После 5 толканий толкатель останавливается в исходном положении (кривошип - в положении $\alpha = 0^{\circ}$) и формируется сигнал «Конец цикла».

Очередной цикл из пяти толканий – после очередного нажатия на кнопку «Пуск».

При нажатии на кнопку «Стоп» толкатель из любого положения на повышенной скорости движется в положение $\alpha = 0^{\circ}$ и останавливается.

Вариант 5.

Тележка движется по кольцевому пути, на котором есть 3 фиксированных положения П0, П1 и П2. Привод тележки – от неревверсивного электродвигателя.

При подаче питания из любого положения тележка должна идти в положение П0. При нажатии на кнопку «Пуск» тележка без задержки движется в положение П1,

стоит там в течение 3с, затем движется в П2, стоит там в течение 4с, движется в положение П0, стоит там в течение 5с, движется в П1, стоит там в течение 3с и т.д. То есть тележка непрерывно движется по кольцевому пути с остановками в фиксированных положениях.

При нажатии на кнопку «Стоп» тележка должна без остановки идти в П0 и там ожидать очередного нажатия кнопки «Пуск».

Вариант 6.

Автоматизировать линию сортировки изделий. По конвейеру движутся низкие изделия, но редко могут встречаться и высокие. По ходу конвейера установлены две фотоголовки на расстоянии друг от друга, равном половине ширины изделия. Первая по ходу конвейера фотоголовка настроена на низкие изделия (нижняя фотоголовка), вторая – на высокие изделия (верхняя фотоголовка).

При прохождении низкой детали перекрывается только нижняя фотоголовка, а при высоких – вначале нижняя, а затем верхняя фотоголовки. На выходе конвейера детали ударяются о сортировочную планку и высокие изделия поступают в правый накопитель (левое положение планки), низкие - в левый (правое положение планки). Планка перебрасывается пневмоприводом. Для переброски планки влево или вправо достаточно хотя бы кратковременно подать команду на ее перемещение влево или вправо. Включение системы в работу – нажатием кнопки «Пуск».

Вариант 7.

Переключатель служит для перемещения листов со стола на постоянно вращающийся рольганг. Переключатель имеет подъемник листов, установленный на тележке. Подъемник представляет собой поперечину, перемещающуюся по вертикальным стойкам сверху вниз и обратно. Поперечина имеет на конце электромагнит для притягивания листов.

В исходном положении переключатель стоит в положении П0 над столом, а его подъемник в крайнем верхнем положении КВ. При поступлении листа на стол подается сигнал наличия листа, подъемник включается для движения вниз. При касании листа подъемник останавливается и включается электромагнит. Через 2с включается подъемник на подъем, достигает положения КВ и останавливается. Включается тележка и перемещается в положение П1 над рольгангом, где останавливается и электромагнит отключается. Лист падает на рольганг. Через 2с тележка движется в положение П0. Цикл повторяется при поступлении очередного сигнала наличия листа. Включение системы в работу – нажатием кнопки «Пуск».

Вариант 8.

В контроллере программным путем необходимо реализовать генератор импульсов. Время наличия импульса 1с, время его отсутствия 2с. При нажатии на кнопку «Пуск» начинается счет импульсов. При прохождении 10 импульсов

загорается лампа Л1, при прохождении следующих 10 импульсов – лампа Л2, аналогично включаются лампы Л3 и Л4. После загорания лампы Л4 (т.е. после прохождения 40 импульсов) счет прекращается и все лампы горят до нажатия на кнопку «Стоп». Генератор импульсов реализовать программным путем.

Вариант 9.

Автоматизировать перемещение пуансона штампованного прессы. Рабочий заправляет металлическую ленту (заготовку) и нажимает кнопку «Пуск». Пуансон из крайнего верхнего положения П0 движется вниз, при своем движении до положения П1 входит в матрицу, выбивая из ленты деталь необходимой формы, и возвращается в положение П0. чисто механическим устройством лента перемещается на один шаг и через 2с пуансон совершает очередное движение. Лента рассчитана на изготовление 10 деталей, поэтому через 10 ходов пуансона формируется сигнал «конец цикла».

При подаче питания на систему автоматизации пуансон из любой точки должен прийти в положение П0.

Вариант 10.

На программируемом контроллере реализовать систему управления толкателем с кривошипно-шатунным механизмом с реверсивным электродвигателем.

Толкатель имеет два фиксированных положения П0 и П1. При подаче питания на систему толкатель из любого положения движется вперед медленно до положения П0. При появлении кратковременного сигнала «Пуск» толкатель из положения П0 медленно движется до положения П1, стоит там в течение 2с, а затем электродвигатель включается для движения назад быстро и возвращается в положение П0, где формируется сигнал «Конец цикла». Цикл повторяется при нажатии кнопки «Пуск».

При нажатии кнопки «Стоп» толкатель из любого положения на быстрой скорости возвращается в положение П0.

Вариант 11.

Автоматизировать управление крышкой котла (типа большой кастрюли). При кратковременном нажатии кнопки «Открыть» крышка поднимается до крайнего верхнего положения, в котором поворачивается, открывая доступ к содержимому котла.

При кратковременном нажатии на кнопку «Заккрыть» крышка поворачивается в положение точно над котлом и затем опускается, закрывая котел.

Для исключения ударов предусмотреть переход на пониженную скорость перед касанием крышкой котла при его закрывании.

Вариант 12.

Автоматизировать управление дверью (воротами) въезда/выезда гаража. Нормальное (исходное) положение двери закрытое. При кратковременном нажатии

кнопки «Открыть» включается звонок и через 5с включается привод двери на открывание. При полном открытии двери привод двери отключается сразу, а звонок звенит еще 2с.

Закрывание дверей – аналогично: при кратковременном нажатии кнопки «Заккрыть» включается звонок, через 5с включается привод двери на закрывание. При полном закрытии двери привод двери отключается, а звонок звенит еще 2с.

Требования к отчёту

Отчет должен содержать:

1. Цель работы;
2. Условия задачи по варианту, принятые обозначения переменных, логические функции для выходных и промежуточных переменных, при необходимости циклограмму работы оборудования;
3. Логические функции в адресах логического модуля LOGO!;
4. Программу для реализации системы управления на реле LOGO!;
5. Методику экспериментальной проверки функционирования реализованной системы управления и результаты проверки;
6. Выводы по работе.

Контрольные вопросы

1. Как осуществляется конфигурирование логического модуля
2. Сколько таймеров можно реализовать в исследуемом реле?
3. Что означает термины «дискретный флаг» и «аналоговый флаг»?
4. Какие режимы может реализовать таймер?
5. Какую максимальную задержку времени можно выполнить на таймере?
6. Сколько счётчиков можно реализовать в исследуемом реле?
7. Какую максимальную уставку можно задать счётчику?
8. Как осуществляется программирование аналогового компаратора?
9. Каково назначение потенциометра на лицевой панели модуля LOGO!?

2.2 Работа №2. Синтез и анализ алгоритмов управления модуля ленточного конвейера. Изучение дискретной системы управления двигателем постоянного тока совместно с датчиками технологической информации на основе программируемого логического реле.

Цель работы

Ознакомиться с принципом работы дискретной системы управления, изучить назначение и технические характеристики датчиков, приобрести навыки разработки алгоритма управления, а также программирования данной системы с применением специализированного программного обеспечения LOGO! Soft Comfort.

Содержание работы

Дома, при подготовке к работе:

- Изучить назначение, технические характеристики логического модуля LOGO!, основные узлы и возможности лабораторного стенда;
- Изучить систему команд и принципы программирования LOGO!;
- Изучить описание модуля ленточного конвейера, ознакомиться с характеристиками всех его элементов;
- Выполнить синтез системы автоматизации согласно выданному варианту задания;
- Составить программу для ввода в контроллер;

В лаборатории:

- Закрепить полученные при подготовке к лабораторной работе знания на практике;
- Отладить мехатронный модуль в ручном режиме;
- Сконфигурировать необходимое оборудование в LOGO! Soft Comfort;
- Набрать с панели модуля или на компьютере подготовленную программу, откомпилировать ее и ввести логический модуль LOGO! в работу. Убедиться в правильности работы программы.

Общие сведения

Лабораторная работа №2 является примером разработки алгоритма управления и является обязательной к выполнению.

Для проведения данной лабораторной работы необходимо использовать лабораторный модуль «Логический модуль LOGO!» (рисунок 26), мехатронный модуль ленточного конвейера (Рисунок 27), пульт ручного управления модулем (рисунок 28).

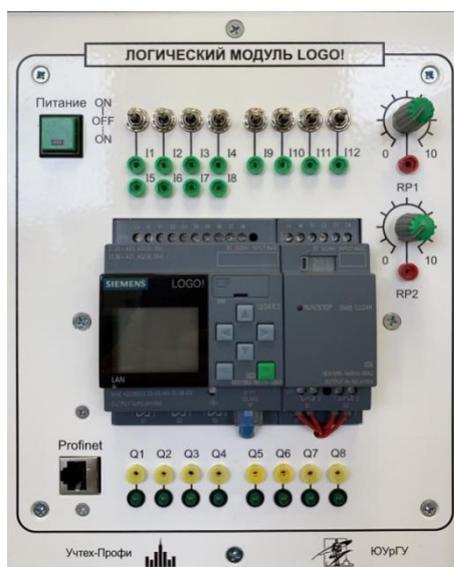


Рисунок 26 – Внешний вид лабораторного модуля «Логический модуль LOGO!»

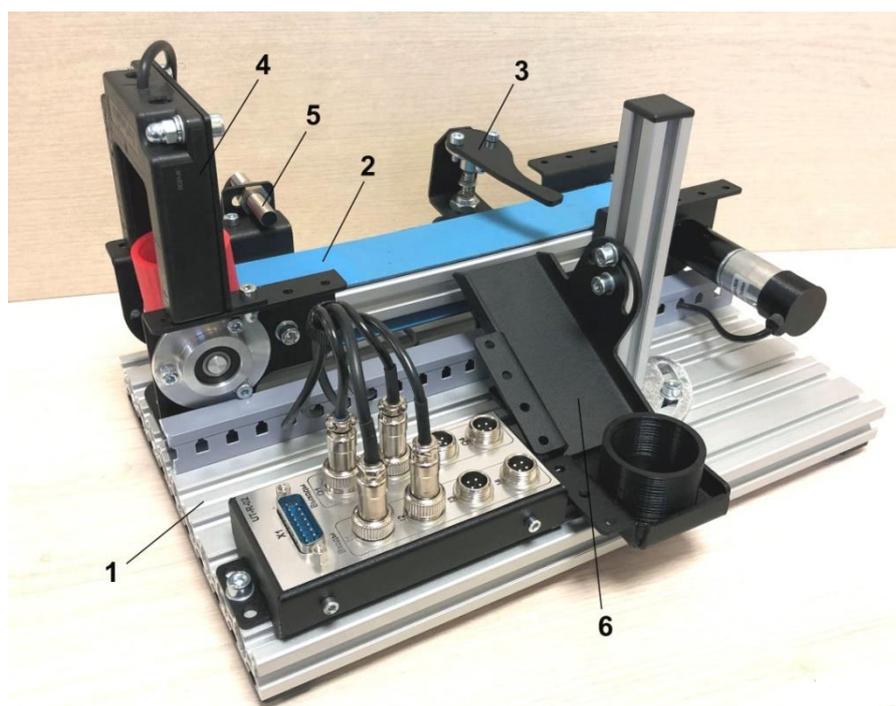


Рисунок 27 – Мехатронный модуль ленточного конвейера



Рисунок 28 – Пульт ручного управления модулем

Рассмотрение технических характеристик лабораторного модуля «Логический модуль LOGO!» подробно проведено в лабораторной работе №1. В текущей работе информация о нем опускается.

Пульт ручного управления модулем предназначен для отладки мехатронного модуля в ручном режиме. Он позволяет отслеживать входные сигналы, поступающие от датчиков системы и подавать управляющие сигналы на исполнительные устройства.

Мехатронный модуль ленточного конвейера (рисунок 27) представляет собой имитационную модель автоматизированного участка сортировки и перемещения изделий. Модель размещена на алюминиевой профильной плите (1). Данный модуль может работать как самостоятельно, так и совместно с другими мехатронными модулями, выступая в роли устройства перемещения и сортировки изделий.

Основным узлом модуля является узел ленточного конвейера (2) с закрепленным на нем электрическим стоппером (3), предназначенный для перемещения изделий и их сортировки по признаку металл-неметалл. Стартом к работе конвейера служит сигнал от щелевого оптического датчика BUP-50S-P (4), закрепленного на перилах узла. За определение металлической заготовки отвечает индуктивный датчик ВБИ-М8 (5), закрепленный на перилах узла конвейера. При срабатывании стоппера, заготовка отклоняется с ленты конвейера в приемный лоток (6).

Также, при совместной работе данного модуля с другими модулями, на перилах конвейера можно закрепить чувствительный элемент диффузионного оптического датчика. Это позволит регистрировать наличие заготовки в определенной зоне конвейера и отличать черные заготовки от нечерных.

Мехатронный модуль также оснащен распределительной коробкой UT-R-02, к которой через разъемы M12 подключаются все датчики и исполнительные устройства (двигатель конвейера и электро-стоппер), а также вспомогательные устройства (кнопка, лампа, переключатель), задействованные в системе автоматизации модуля. В

свою очередь распределительная коробка через разъем X1 специальным кабелем подключается к лабораторному модулю LOGO!.

Подробные характеристики элементов физической модели приведены в техническом описании.

Внимание! При подключении компонентов мехатронного модуля к программируемому логическому реле LOGO! Необходимо помнить следующие правила:

– Все датчики, кнопка и переключатель подключаются к соответствующим разъемам распределительной коробки – Входы (I1-I4).

– Двигатель конвейера, стоппер и лампа подключаются к соответствующим разъемам распределительной коробки – Выходы (Q1-Q4).

Порядок выполнения работы

Подключить питание к модулям, необходимым для выполнения лабораторной работы. После подключения питания следует выполнить отладку мехатронного модуля в ручном режиме, для этого:

– Подключить необходимые вспомогательные устройства к распределительной коробке UT-R-02;

– Соединить пульт ручного управления модулем с мехатронным модулем ленточного конвейера (разъем DB15 распределительной коробки UT-R-02 и разъем DB15 пульта ручного управления);

– Подавая сигналы с тумблеров пульта ручного управления (выходные сигналы) выполнить полный цикл в ручном режиме, убедиться в корректной работе датчиков в процессе работы (входные сигналы пульта ручного управления).

Полный цикл работы представлен в демонстрационном видео (USB накопитель).

При успешном завершении полного цикла составить таблицу подключения устройств к распределительной коробке UT-R-02 (таблица 11).

Таблица 11 – Пример таблицы соответствия входных/выходных сигналов UT-R-02

Адрес	Комментарий
I1	Сигнал от щелевого оптического датчика BUP-50S-P
....
Q1	Управляющий сигнал на электрический стоппер
....

После проведения отладки мехатронного модуля в ручном режиме можно приступать к разработке алгоритма управления мехатронного модуля. В качестве примера будет рассмотрен процесс создания алгоритма управления ленточным конвейером (демонстрационное видео на USB накопителе).

Разработка алгоритма управления

Разработка алгоритма управления разделяется на следующие этапы:

- Словесное описание полного цикла работы;
- Разработка функциональной схемы процесса;
- Составление таблицы соответствия адресов;
- Составление логических уравнений;
- Составление программы на одном из языков программирования;
- Отладка и проверка проекта на работоспособность.

Словесное описание полного цикла работы

Конвейер начинает работать при появлении детали в области срабатывания щелевого оптического датчика. В зависимости от материала изделия следует выполнить следующую сортировку – металлические детали поместить в приемный лоток с помощью электрического стоппера, пластмассовые детали – перемещаются до конца конвейера. Определение металлических деталей происходит с помощью, установленного в начале конвейера, индуктивного датчика.

Разработка функциональной схемы процесса

Функциональная схема системы представлена на рисунке 29.

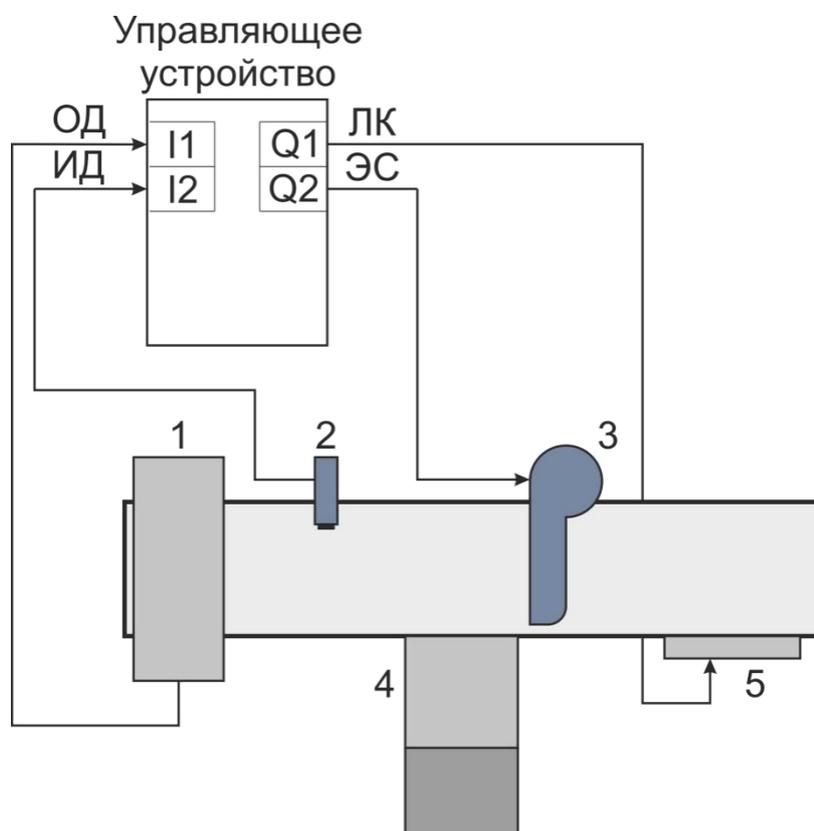


Рисунок 29 – Функциональная схема системы

На функциональной схеме изображается управляющее устройство и его выходные/выходные сигналы. Так же на схеме необходимо отобразить главные узлы технологического процесса, в данном случае: 1 – щелевой оптический датчик, 2 – индуктивный датчик, 3 – электрический стоппер, 4 – приемный лоток, 5 – двигатель ленточного конвейера.

Составление таблицы соответствия адресов

Для структурирования и удобства создания программы управления, необходимо составить таблицу соответствия адресов (Таблица 12).

Таблица 12 – Таблица соответствия адресов

Адрес переменной	Имя переменной	Комментарий
I1	ОД	Сигнал с щелевого оптического датчика о наличии заготовки
I2	ИД	Сигнал с индуктивного датчика о наличии металлического объекта на конвейере
Q1	ЛК	Управляющий сигнал на двигатель ленточного конвейера
Q2	ЭС	Управляющий сигнал на электрический стоппер

Составление логических уравнений

Для реализации системы управления технологическим процессом необходимо составить логические уравнения в адресах или в буквенных обозначениях переменных (по усмотрению преподавателя) которые обеспечат корректное выполнение полного цикла работы. В примере будут приведены уравнения в адресах управляющего устройства.

1. При наличии детали в области срабатывания щелевого оптического датчика конвейер начинает свое движение в течении следующих девяти секунд

$$Q1 = (I1 + Q1) \cdot \overline{Q1} \cdot \overline{Q2}$$

↓ – Задержка сигнала по заднему фронту, ↑ – по переднему.

2. При наличии сигнала с индуктивного датчика подается управляющий сигнал на электрический стоппер для помещения металлической детали в накопительный лоток.

$$Q2 = (I2 + Q2) \cdot \overline{Q1} \cdot \overline{Q2}$$

Составление программы на одном из языков программирования

После написания логических уравнений следует создать проект в программной среде LOGO!Soft Comfort. Подробное описание создания проекта в LOGO!Soft Comfort было представлено в лабораторной работе №1. Программа, для загрузки в управляющее устройство имеет следующий вид (Рисунок 30).

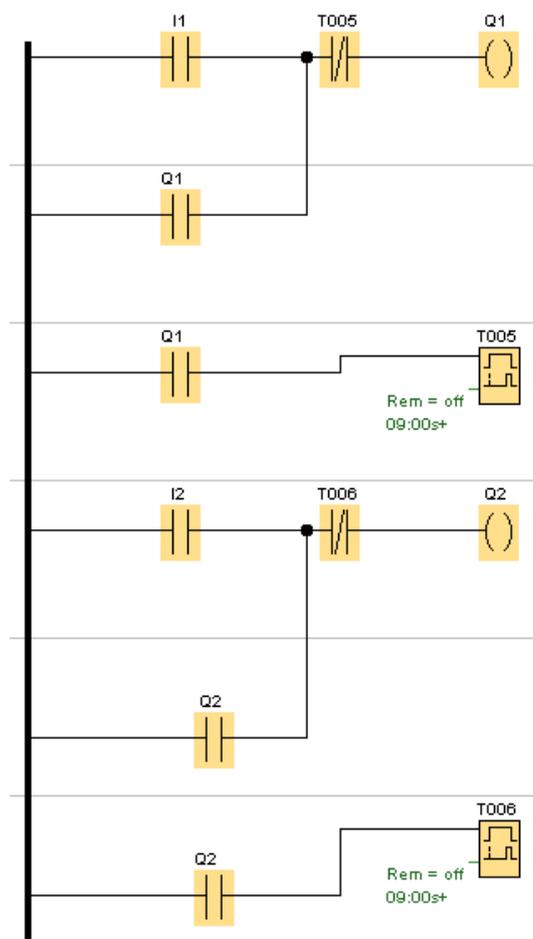


Рисунок 30 – Программа на языке FBD для реализации требуемого цикла работы

Отладка и проверка проекта на работоспособность

Последний этап разработки проекта автоматизации – отладка и проверка проекта на работоспособность. Провести тестировку системы в нескольких циклах, убедиться в её корректной работе, при наличии ошибок – провести корректировку проекта.

Задание

Выполнить все этапы разработки алгоритма автоматизации технологического процесса. Написать отчёт о проделанной работе.

2.3 Работа №3. Синтез и анализ алгоритмов управления модуля стекового накопителя.

Цель работы

Ознакомиться с принципом работы дискретной системы управления, изучить назначение и технические характеристики датчиков, приобрести навыки разработки алгоритма управления, а также программирования данной системы с применением специализированного программного обеспечения LOGO! Soft Comfort.

Содержание работы

Дома, при подготовке к работе:

- Изучить назначение, технические характеристики логического модуля LOGO!, основные узлы и возможности лабораторного стенда;
- Изучить систему команд и принципы программирования LOGO!;
- Изучить описание модуля стекового накопителя, ознакомиться с характеристиками всех его элементов;
- Выполнить синтез системы автоматизации согласно выданному варианту задания;
- Составить программу для ввода в контроллер;

В лаборатории:

- Закрепить полученные при подготовке к лабораторной работе знания на практике;
- Отладить мехатронный модуль в ручном режиме;
- Сконфигурировать необходимое оборудование в LOGO! Soft Comfort;
- Набрать с панели модуля или на компьютере подготовленную программу, откомпилировать ее и ввести логический модуль LOGO! в работу. Убедиться в правильности работы программы.

Общие сведения

Для проведения данной лабораторной работы необходимо использовать лабораторный модуль «Логический модуль LOGO!» (рисунок 26), мехатронный модуль стекового накопителя (Рисунок 31), пульт ручного управления модулем (рисунок 28).

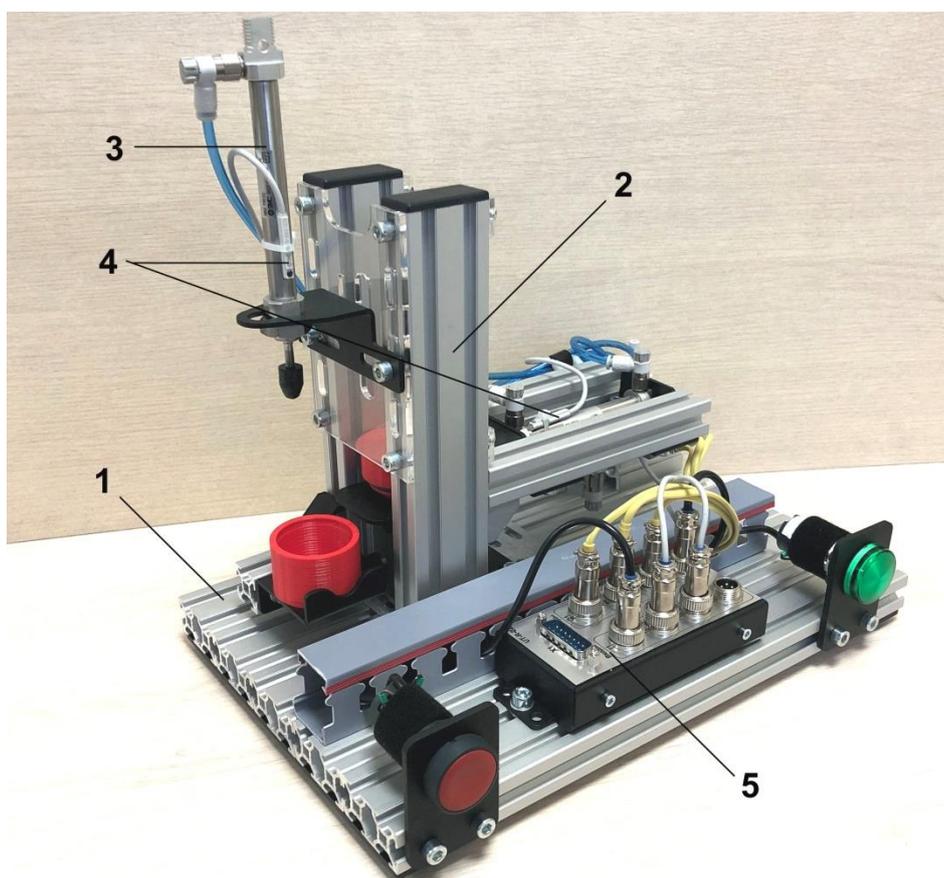


Рисунок 31 – Мехатронный модуль стекового накопителя

Описание модуля «Логический модуль LOGO!» приведено в лабораторной работе №1, описание пульта ручного управления приведено в лабораторной работе №2, их описание будет опущено.

Мехатронный модуль стекового накопителя (рисунок 31) представляет собой имитационную модель автоматизированного участка выдачи и сборки изделий. Модель размещена на алюминиевой профильной плите (1). Данный модуль может работать как самостоятельно, так и совместно с другими мехатронными модулями, выступая в роли устройства выдачи заготовок. Основным узлом модуля является узел выдачи (2), предназначенный для хранения и выдачи крышек или корпусов. При самостоятельной работе модуля, узел подает крышку для её дальнейшей запрессовки в корпус. Роль пресса выполняет пневмоцилиндр одностороннего действия, типа – CD85N10-50S-B (3), закрепленный на узле выдачи.

Крышки изначально находятся в гравитационной трубе узла выдачи. Труба с двух сторон имеет прозрачные стенки для визуального контроля количества оставшихся крышек. В узел можно загрузить максимум 6 заготовок.

Выдача заготовок из магазинной трубы производится пневматическим цилиндром двухстороннего действия, типа – CD85N10-50-B, на штоке которого закреплен пластиковый толкатель.

На пневмотических цилиндрах установлены датчики выдвинутого положения (4).

Изменение скорости перемещения поршней цилиндров производится при помощи дросселей с обратным клапаном, установленных на корпусах цилиндров. Для начала регулирования скорости, необходимо отщелкнуть крышку регулировочного винта дросселя.

Определение положения поршня пневмоцилиндра может быть осуществлено с помощью 2-х проводного магнитного концевого выключателя типа – D-A93, закрепленного на корпусе цилиндра хомутом

Управление пневмоцилиндрами осуществляется с помощью пневмораспределителей с электроуправлением, типа – SY3120-5LOU-C4-Q, закрепленных на пневмоплите (Рисунок 30)

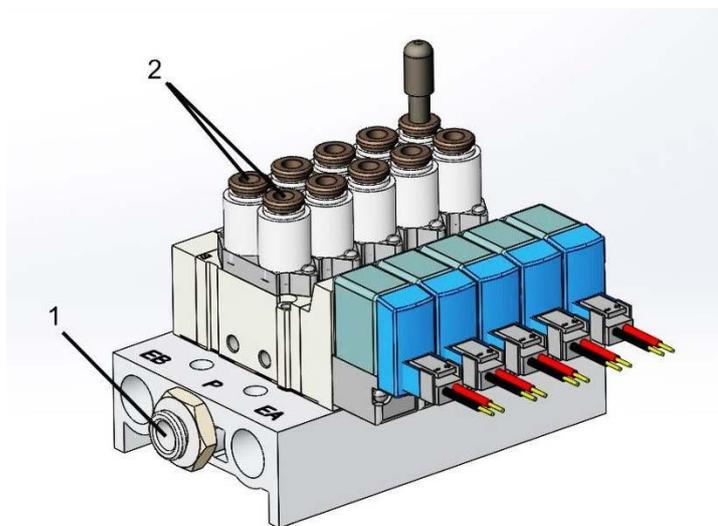


Рисунок 32 – Внешний вид пневмораспределителей, установленных на пневмоплите

Подача сжатого воздуха от компрессора к пневмораспределителям осуществляется трубкой 6 мм. через быстросъемное соединение (Рисунок 32 – 1).

Подача сжатого воздуха от пневмораспределителей к цилиндрам осуществляется трубкой диаметром 4 мм. через быстросъемные соединения (Рисунок 32 – 2). При подключении пневмораспределителя к пневмоцилиндру одностороннего действия, второе быстросъемное соединение глушится специальной пробкой.

Сверху на каждом пневмораспределителе расположена синяя кнопка ручной активации. Данная кнопка используется при наладке пневмосистемы модуля для

определения правильности монтажа и регулировки скорости движения штоков пневмоцилиндров.

Мехатронный модуль также оснащен распределительной коробкой UT-R-02 (Рисунок 31 – 5), к которой через разъемы M12 подключаются все датчики и пневмораспределители, а также вспомогательные устройства (кнопка, лампа, переключатель), задействованные в системе автоматизации модуля. В свою очередь распределительная коробка через разъем X1 специальным кабелем подключается к лабораторному модулю LOGO!.

Подробные характеристики элементов физической модели приведены в техническом описании.

Внимание! При подключении компонентов мехатронного модуля к программируемому логическому реле LOGO! Необходимо помнить следующие правила:

– Все датчики, кнопка и переключатель подключаются к соответствующим разъемам распределительной коробки – Входы (I1-I4).

– Двигатель конвейера, стоппер и лампа подключаются к соответствующим разъемам распределительной коробки – Выходы (Q1-Q4).

Порядок выполнения работы

Подключить питание к модулям, необходимым для выполнения лабораторной работы. После подключения питания следует выполнить отладку мехатронного модуля в ручном режиме, для этого:

– Подключить необходимые вспомогательные устройства к распределительной коробке UT-R-02;

– Соединить пульт ручного управления модулем с мехатронным модулем стекового накопителя (разъем DB15 распределительной коробки UT-R-02 и разъем DB15 пульта ручного управления);

– Подавая сигналы с тумблеров пульта ручного управления (выходные сигналы) выполнить полный цикл в ручном режиме, убедиться в корректной работе датчиков в процессе работы (входные сигналы пульта ручного управления).

Полный цикл работы представлен в демонстрационном видео (USB накопитель).

При успешном завершении полного цикла составить таблицу подключения устройств к распределительной коробке UT-R-02 (таблица 13).

Таблица 13 – Пример таблицы соответствия входных/выходных сигналов UT-R-02

Адрес	Комментарий
I1	Сигнал с кнопки «Пуск»
....
Q1	Управляющий сигнал на пневматический цилиндр
....

После проведения отладки мехатронного модуля в ручном режиме можно приступить к разработке алгоритма управления мехатронного модуля. В качестве примера будет рассмотрен процесс создания алгоритма управления стековым накопителем (демонстрационное видео на USB накопителе).

Разработка алгоритма управления

Разработка алгоритма управления разделяется на следующие этапы:

- Словесное описание полного цикла работы;
- Разработка функциональной схемы процесса;
- Составление таблицы соответствия адресов;
- Составление логических уравнений;
- Составление программы на одном из языков программирования;
- Отладка и проверка проекта на работоспособность.

Словесное описание полного цикла работы

Поместить заготовку в рабочую зону пневмоцилиндра для прессовки крышек. По нажатию на кнопку «Пуск», пневмоцилиндром выдачи, крышка помещается на заготовку, происходит ее запрессовка. После, рабочая зона пневмоцилиндра прессовки крышек освобождается.

Разработка функциональной схемы процесса

Функциональная схема системы представлена на рисунке 33.

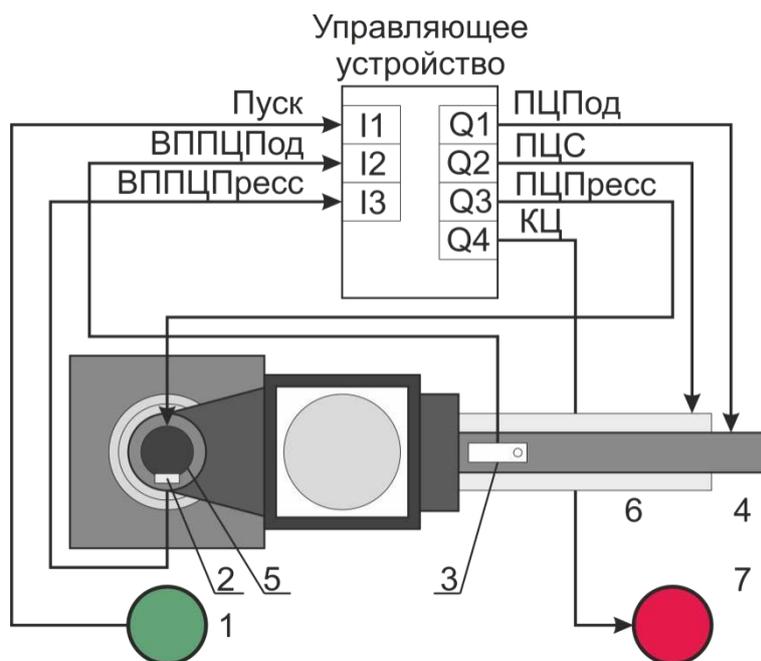


Рисунок 33 – Функциональная схема системы

На функциональной схеме изображается управляющее устройство и его выходные/выходные сигналы. Так же на схеме необходимо отобразить главные узлы технологического процесса, в данном случае: 1 – кнопка «Пуск», 2 – датчик выдвинутого положение пневмоцилиндра пресса, 3 – датчик выдвинутого положение пневмоцилиндра выдачи, 4 – пневмоцилиндр выдачи, 5 – пневмоцилиндра пресса, 6 – пневмоцилиндр сталкивателя, 6 – лампа «Конец цикла».

Составление таблицы соответствия адресов

Для структурирования и удобства создания программы управления, необходимо составить таблицу соответствия адресов (Таблица 14)

Таблица 14 – Таблица соответствия адресов

Адрес переменной	Имя переменной	Комментарий
I1	Пуск	Сигнал с кнопки «Пуск»
I2	ВППЦПод	Сигнал с датчика выдвинутого положение пневмоцилиндра подачи
I3	ВППЦПресс	Сигнал с датчика выдвинутого положение пневмоцилиндра пресса
Q1	ПЦПод	Управляющий сигнал на пневмоцилиндр подачи
Q2	ПЦС	Управляющий сигнал на пневмоцилиндр сталкивателя
Q3	ПЦПресс	Управляющий сигнал на пневмоцилиндр пресса
Q4	КЦ	Сигнал на лампу «Конец цикла»

Составление логических уравнений

Для реализации системы управления технологическим процессом необходимо составить логические уравнения в адресах или в буквенных обозначениях переменных (по усмотрению преподавателя) которые обеспечат корректное выполнение полного цикла работы. В примере будут приведены уравнения в адресах управляющего устройства.

1. По нажатию на кнопку «Пуск» начинается цикл прессовки крышек

$$\text{Подача крышки} - Q1 = (I1 + Q1) \cdot I2$$

$$\text{Прессовка крышки} - Q3 = (I2^{12c} + Q3) \cdot I3$$

Сталкивание готовой детали – $Q2 = I3^{\uparrow 2c}$. ~~Q2~~ ~~Q3~~ ~~Q4~~ ~~Q2~~

Конец цикла – $Q4 = Q2^{\uparrow 6c}$

Составление программы на одном из языков программирования

После написания логических уравнений следует создать проект в программной среде LOGO!Soft Comfort. Подробное описание создания проекта в LOGO!Soft Comfort было представлено в лабораторной работе №1. Программа, для загрузки в управляющее устройство имеет следующий вид (Рисунок 34).

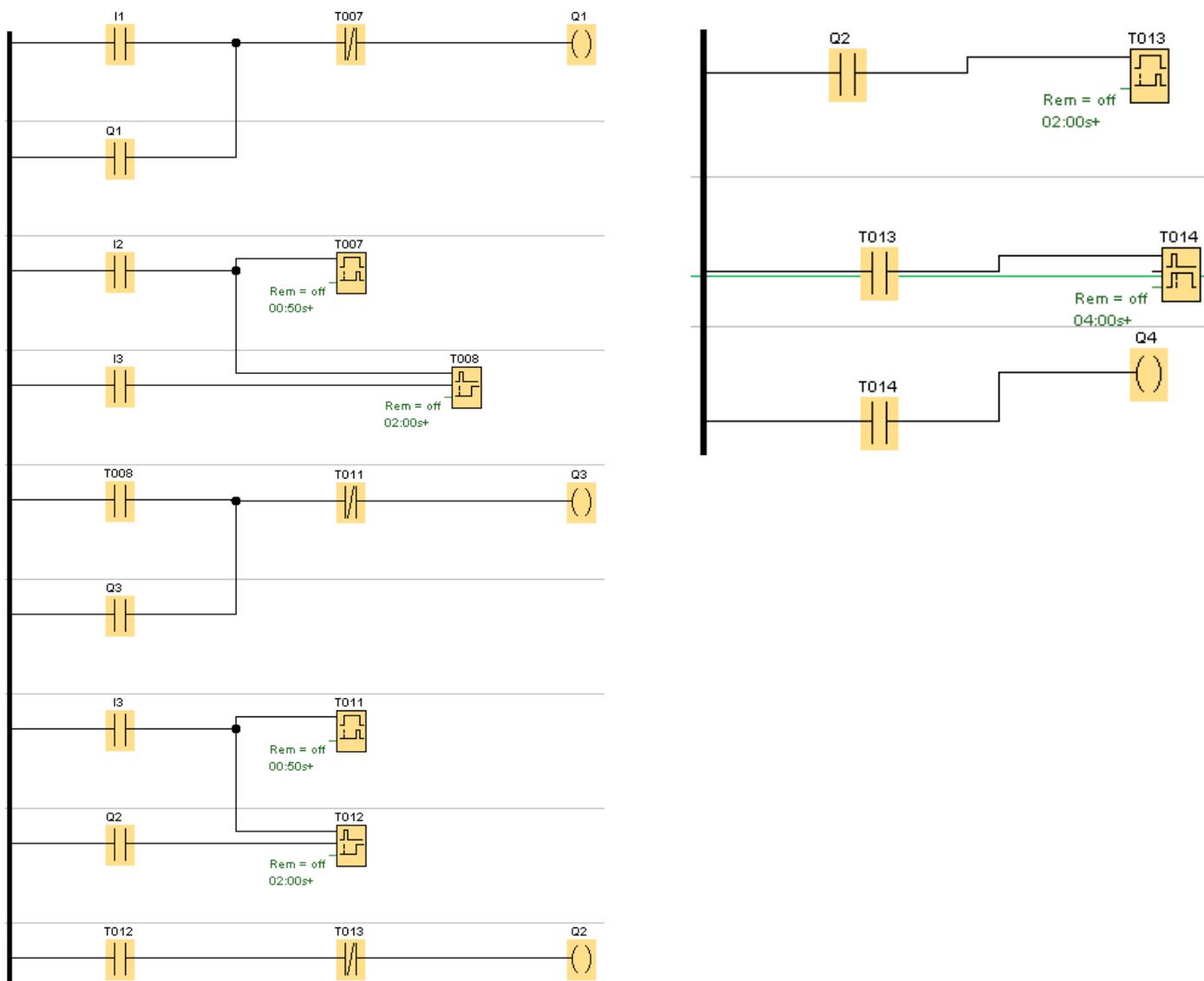


Рисунок 34 – Программа на языке FBD для реализации требуемого цикла работы

Отладка и проверка проекта на работоспособность

Последний этап разработки проекта автоматизации – отладка и проверка проекта на работоспособность. Провести тестировку системы в нескольких циклах, убедиться в её корректной работе, при наличии ошибок – провести корректировку проекта.

Задание

Выполнить все этапы разработки алгоритма автоматизации технологического процесса. Написать отчёт о проделанной работе.

2.4 Работа №4. Синтез и анализ алгоритмов управления модуля пневматического манипулятора.

Цель работы

Ознакомиться с принципом работы дискретной системы управления, изучить назначение и технические характеристики датчиков, приобрести навыки разработки алгоритма управления, а также программирования данной системы с применением специализированного программного обеспечения LOGO! Soft Comfort.

Содержание работы

Дома, при подготовке к работе:

- Изучить назначение, технические характеристики логического модуля LOGO!, основные узлы и возможности лабораторного стенда;
- Изучить систему команд и принципы программирования LOGO!;
- Изучить описание модуля пневматического манипулятора, ознакомиться с характеристиками всех его элементов;
- Выполнить синтез системы автоматизации согласно выданному варианту задания;
- Составить программу для ввода в контроллер;
- Ответить на контрольные вопросы.

В лаборатории:

- Закрепить полученные при подготовке к лабораторной работе знания на практике;
- Отладить мехатронный модуль в ручном режиме;
- Сконфигурировать необходимое оборудование в LOGO! Soft Comfort;
- Набрать с панели модуля или на компьютере подготовленную программу, откомпилировать ее и ввести логический модуль LOGO! в работу. Убедиться в правильности работы программы.

Общие сведения

Для проведения данной лабораторной работы необходимо использовать лабораторный модуль «Логический модуль LOGO!» (рисунок 26), мехатронный модуль пневматического манипулятора (Рисунок 35), пульт ручного управления модулем (рисунок 28).

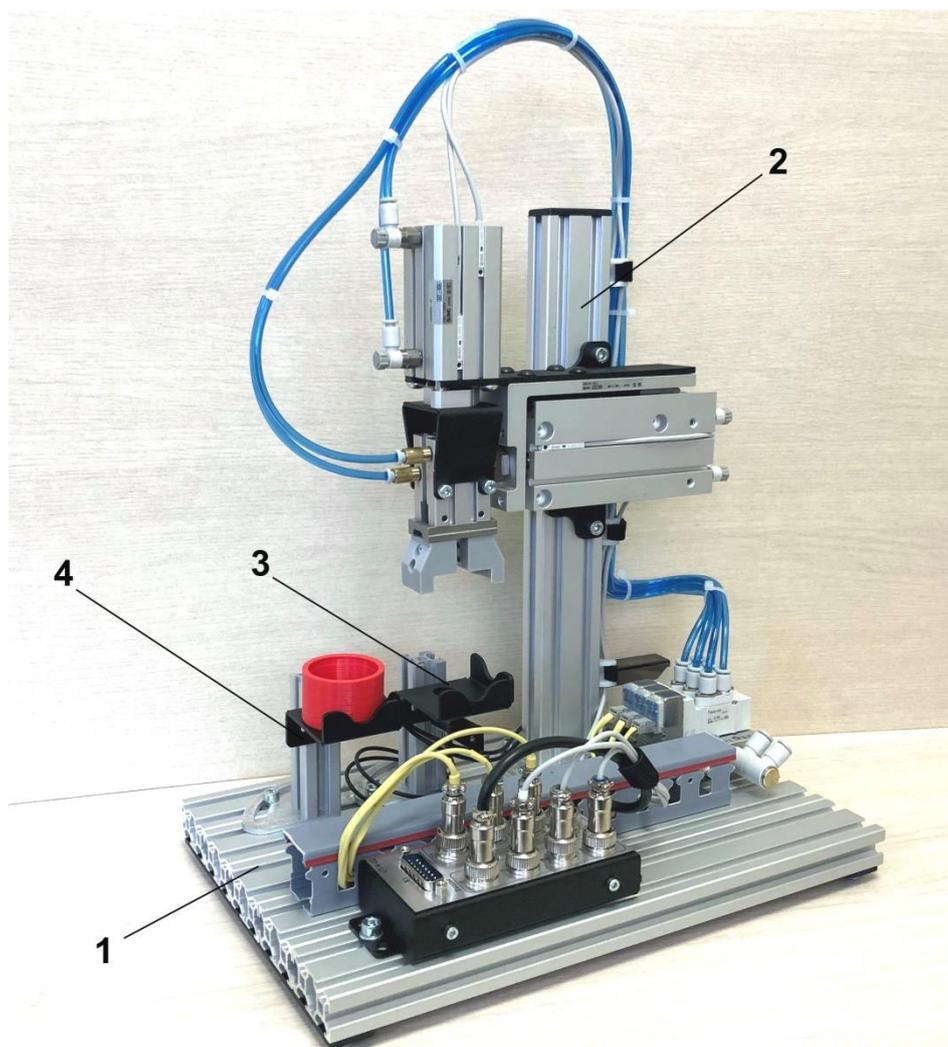


Рисунок 35 – Мехатронный модуль пневматического манипулятора

Описание модуля «Логический модуль LOGO!» приведено в лабораторной работе №1, описание пульта ручного управления приведено в лабораторной работе №2, их описание будет опущено.

Мехатронный модуль пневматического манипулятора представляет собой имитационную модель автоматизированного участка перекладки изделий. Модель размещена на алюминиевой профильной плите (1). Данный модуль может работать как самостоятельно, так и совместно с другими мехатронными модулями, выступая в роли устройства перемещения изделий.

Основным узлом модуля является узел манипулятора (2), предназначенный для перемещения изделий. При самостоятельной работе модуля, узел пневмозахватом

захватывает заготовку, расположенную на приемной платформе (3) и перемещает её на платформу складирования (4).

На приемной платформе может быть закреплен чувствительный элемент оптического диффузионного датчика BF3R, который подает стартовый сигнал реле LOGO! при появлении заготовки на площадке платформы. Сам датчик крепится к профильной плите модуля посредством DIN-рейки.

На рисунке 36 показана последовательность подключения световодов чувствительного элемента к датчику.

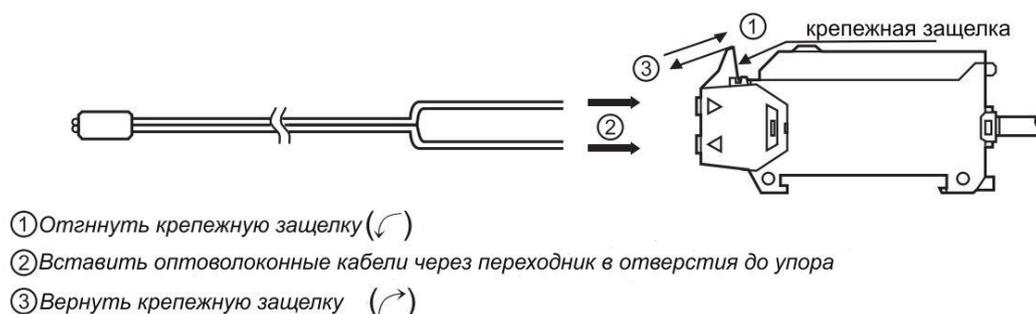


Рисунок 36 – Последовательность подключения световодов чувствительного элемента к датчику

Захват заготовки с приемной платформы выполняет параллельный пневмозахват – типа МНЗ2-16. Для гарантированного захвата перемещаемой заготовки, нужно предварительно произвести регулировку приемной платформы по высоте.

Перемещение заготовки по горизонтали осуществляется с помощью пневматического цилиндра двустороннего действия – типа МХН20-60Z. На штоке данного цилиндра закреплен пневматический цилиндр вертикального перемещения заготовки – типа CDQMB20-40.

Скорость движения штоков цилиндров бесступенчато регулируется при помощи пневмодресселей с обратным клапаном, закрепленных на корпусах пневмоцилиндров.

Определение крайних положений штоков цилиндров осуществляется с помощью 2-проводных магнитных датчиков – типа D-A93. Датчики крепятся в пазах на передней части корпусов пневмоцилиндров. Для настройки срабатывания датчиков на крайние положения штока, необходимо перемещать датчики вдоль паза.

Управление пневматическими устройствами модуля осуществляется с помощью пневмораспределителей с электроуправлением, типа – SY3120-5LOU-C4-Q, закрепленных на пневмоплите (Рисунок 37).

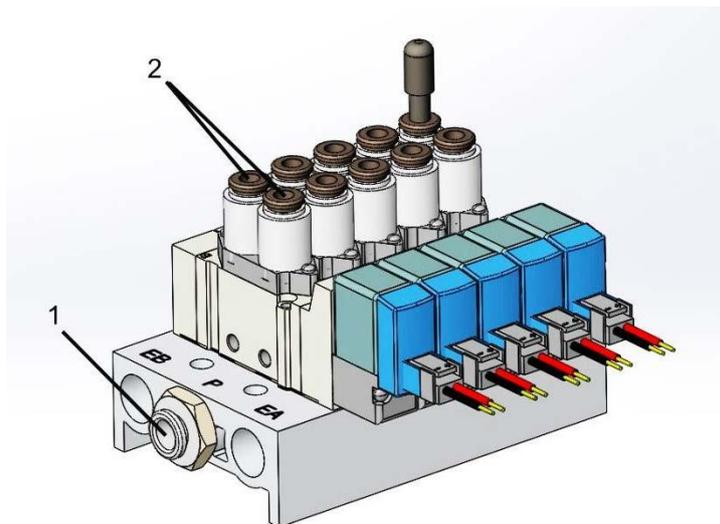


Рисунок 37 – Пневмораспределитель

Подача сжатого воздуха от компрессора к пневмораспределителям осуществляется трубкой 6 мм. через быстросъемное соединение (Рисунок 37 - 1).

Подача сжатого воздуха от пневмораспределителей к исполнительным пневмоустройствам осуществляется трубкой диаметром 4 мм. через быстросъемные соединения (Рисунок 37 - 2). Сверху на каждом пневмораспределителе расположена синяя кнопка ручной активации. Данная кнопка используется при наладке пневмосистемы модуля для определения правильности монтажа и регулировки скорости движения штоков пневмоцилиндров.

Мехатронный модуль также оснащен распределительной коробкой UT-R-02, к которой через разъемы M12 подключаются все датчики и пневмораспределители, а также вспомогательные устройства (кнопка, лампа, переключатель), задействованные в системе автоматизации модуля. В свою очередь распределительная коробка через разъем X1 специальным кабелем подключается к лабораторному модулю LOGO!.

Подробные характеристики элементов физической модели приведены в техническом описании.

Внимание! При подключении компонентов мехатронного модуля к программируемому логическому реле LOGO! Необходимо помнить следующие правила:

- Все датчики, кнопка и переключатель подключаются к соответствующим разъемам распределительной коробки – Входы (I1-I4).

- Двигатель конвейера, стоппер и лампа подключаются к соответствующим разъемам распределительной коробки – Выходы (Q1-Q4).

Порядок выполнения работы

Подключить питание к модулям, необходимым для выполнения лабораторной работы. После подключения питания следует выполнить отладку мехатронного модуля в ручном режиме, для этого:

– Подключить необходимые вспомогательные устройства к распределительной коробке UT-R-02;

– Соединить пульт ручного управления модулем с мехатронным модулем пневматического манипулятора (разъем DB15 распределительной коробки UT-R-02 и разъем DB15 пульта ручного управления);

– Подавая сигналы с тумблеров пульта ручного управления (выходные сигналы) выполнить полный цикл в ручном режиме, убедиться в корректной работе датчиков в процессе работы (входные сигналы пульта ручного управления).

Полный цикл работы представлен в демонстрационном видео (USB накопитель).

При успешном завершении полного цикла составить таблицу подключения устройств к распределительной коробке UT-R-02 (таблица 15).

Таблица 15 – Пример таблицы соответствия входных/выходных сигналов UT-R-02

Адрес	Комментарий
I1	Сигнал с датчика, сигнализирующий о наличии заготовки
....
Q1	Команда «Манипулятор влево»
....

После проведения отладки мехатронного модуля в ручном режиме можно приступать к разработке алгоритма управления мехатронного модуля.

Разработка алгоритма управления

Разработка алгоритма управления разделяется на следующие этапы:

- Словесное описание полного цикла работы;
- Разработка функциональной схемы процесса;
- Составление таблицы соответствия адресов;
- Составление логических уравнений;
- Составление программы на одном из языков программирования;
- Отладка и проверка проекта на работоспособность.

На основе знаний, полученных в предыдущих лабораторных работах, выполнить следующие пункты разработки алгоритма управления самостоятельно:

- Словесное описание полного цикла работы;
- Разработка функциональной схемы процесса;
- Задание имени переменной;
- Словесное описание логических уравнений;
- Отладка и проверка проекта на работоспособность.

Составление таблицы соответствия адресов

Для структурирования и удобства создания программы управления, необходимо составить таблицу соответствия адресов (Таблица 16). Имя переменной выбрать самостоятельно.

Таблица 16 – Таблица соответствия адресов

Адрес переменной	Имя переменной	Комментарий
I1	Сигнал о наличии заготовки
I2	Сигнал с датчика, сигнализирующего о нижнем положении захвата
I3	Сигнал с датчика, сигнализирующего о верхнем положении захвата
I4	Сигнал с датчика, сигнализирующего о нахождении манипулятора в крайнем левом положении
Q1	Управляющий сигнал для перемещения манипулятора влево
Q2	Управляющий сигнал для опускания захвата
Q3	Управляющий сигнал для поднятия

Составление логических уравнений

Для реализации системы управления технологическим процессом необходимо составить логические уравнения в адресах или в буквенных обозначениях переменных (по усмотрению преподавателя) которые обеспечат корректное выполнение полного цикла работы. В примере будут приведены уравнения в адресах управляющего устройства. Описание уравнений выполнить самостоятельно.

Уравнения, для реализации автоматизированной работы системы:

$$\begin{aligned}
 M20 &= (I1^{12c} \cdot I2 \cdot Q3 + M20) \cdot I2c \\
 I2 \cdot M24 &= (I3 \cdot I2^{1c} \cdot Q3 + M24) \cdot I2 \\
 \cdot I2 \cdot M22 &= (I2 + M22) \cdot I2 \\
 M32 &= I4 \cdot I3 \cdot Q3 \\
 M33 &= (I2 \cdot I4 + M33) \cdot I4 \\
 Q2 &= M20 + M24 \\
 Q3 &= (I1 \cdot I2^{1c} + Q3) \cdot M33^{1c} \\
 Q1 &= (I3^{1c} \cdot M33^{1c} + Q1) \cdot M32
 \end{aligned}$$

Составление программы на одном из языков программирования

После написания логических уравнений следует создать проект в программной среде LOGO!Soft Comfort. Подробное описание создания проекта в LOGO!Soft Comfort было представлено в лабораторной работе №1. Программа, для загрузки в управляющее устройство имеет следующий вид (Рисунки 38-40).

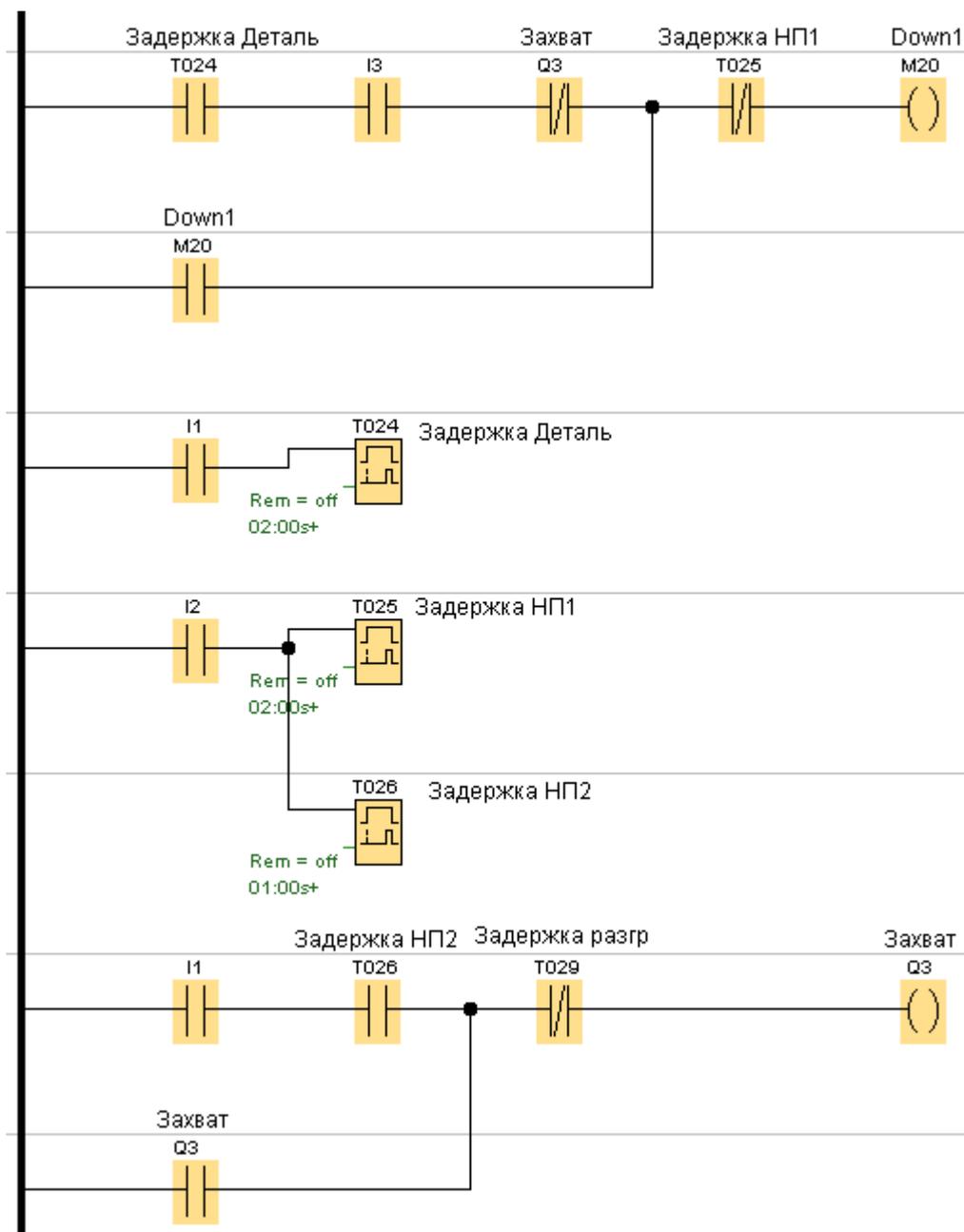


Рисунок 38 – Программа на языке FBD для реализации требуемого цикла работы

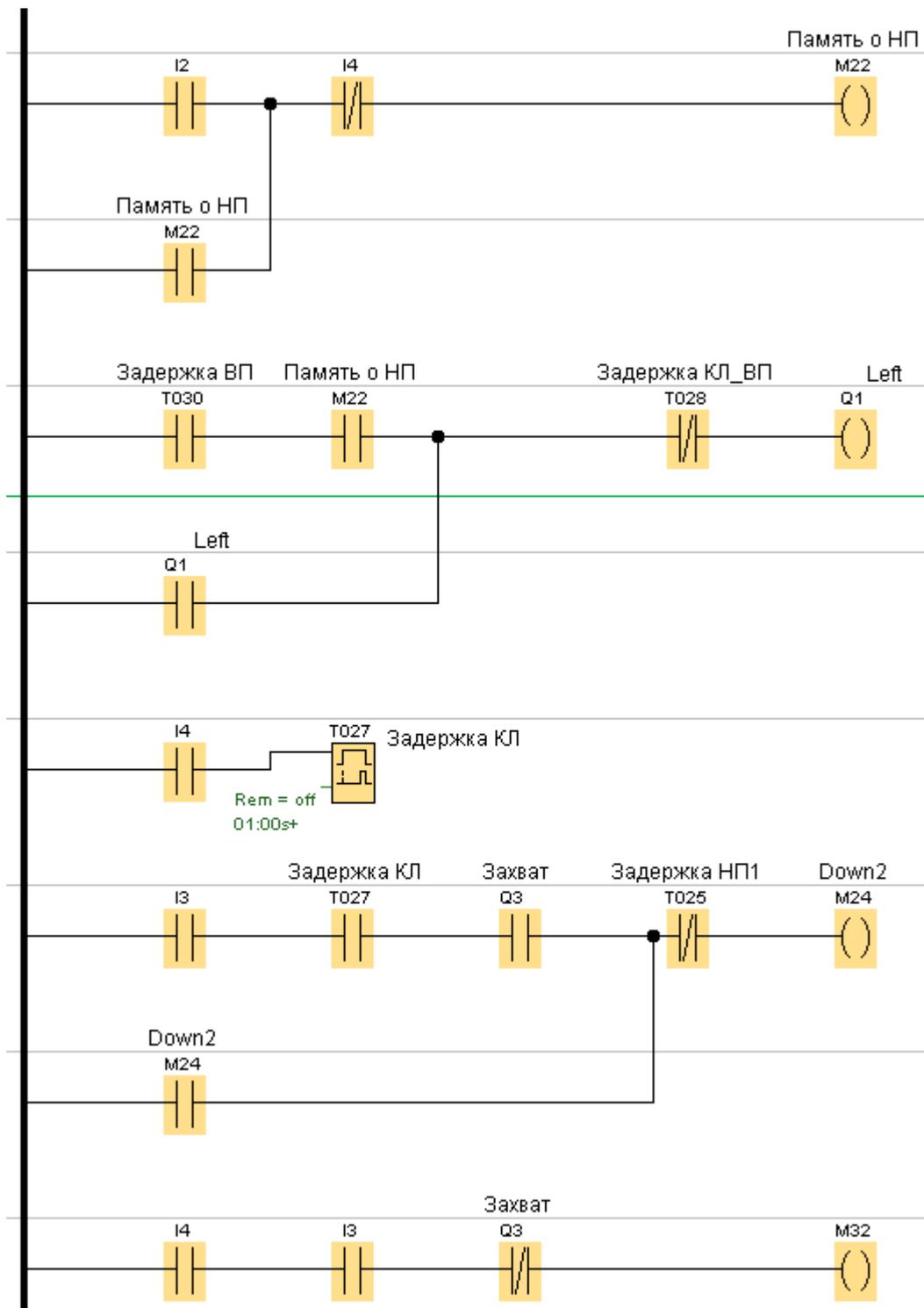


Рисунок 39 – Программа на языке FBD для реализации требуемого цикла работы

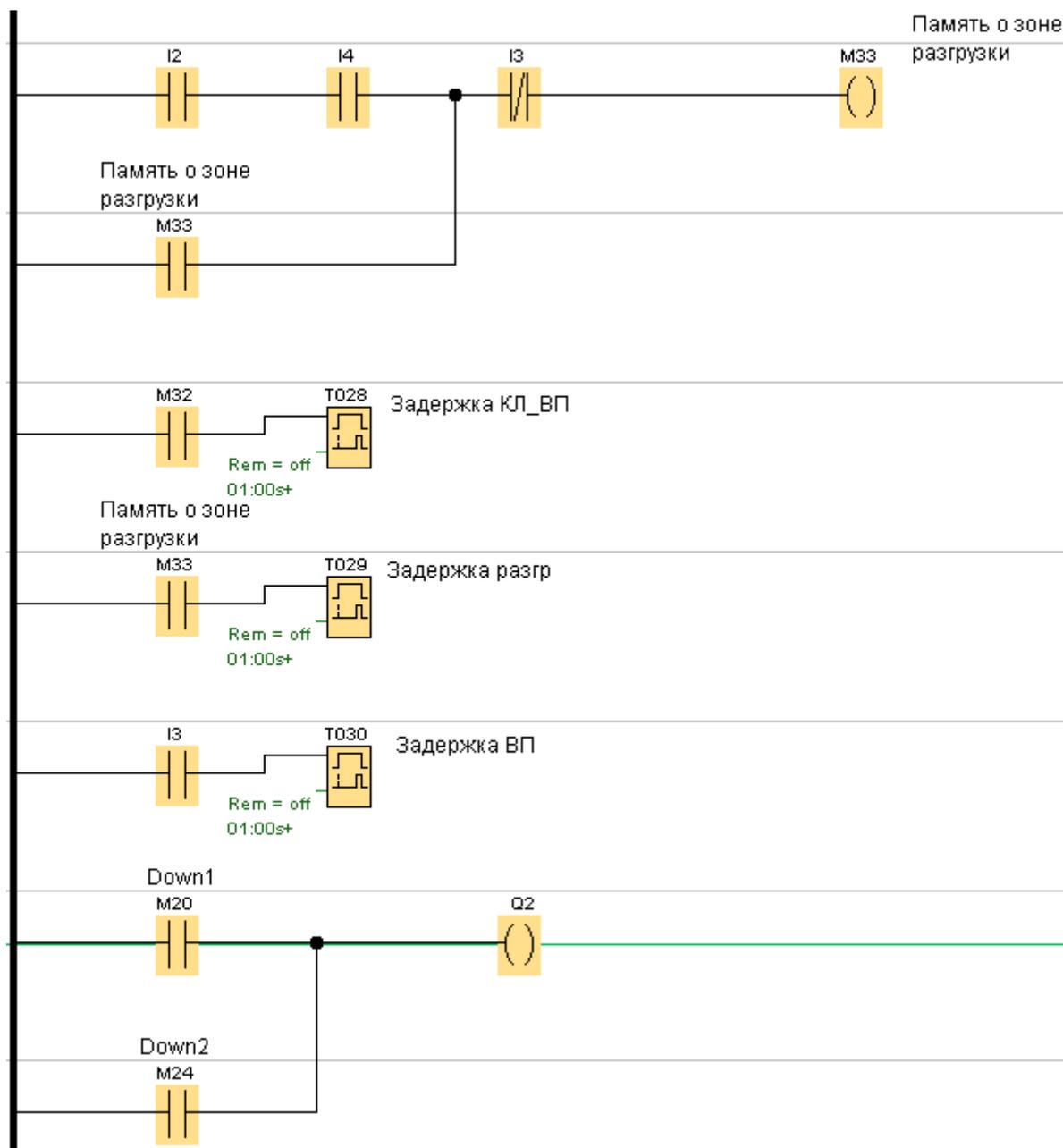


Рисунок 40 – Программа на языке FBD для реализации требуемого цикла работы

Задание

Завершить проект автоматизации, убедиться в правильности работы технологического процесса, продемонстрировать его преподавателю. Написать отчёт о проделанной работе.

2.5 Работа №5. Синтез и анализ алгоритмов управления модуля маятникового переключателя.

Цель работы

Ознакомиться с принципом работы дискретной системы управления, изучить назначение и технические характеристики датчиков, приобрести навыки разработки алгоритма управления, а также программирования данной системы с применением специализированного программного обеспечения LOGO! Soft Comfort.

Содержание работы

Дома, при подготовке к работе:

- Изучить назначение, технические характеристики логического модуля LOGO!, основные узлы и возможности лабораторного стенда;
- Изучить систему команд и принципы программирования LOGO!;
- Изучить описание модуля маятникового переключателя, ознакомиться с характеристиками всех его элементов;
- Выполнить синтез системы автоматизации согласно выданному варианту задания;
- Составить программу для ввода в контроллер;
- Ответить на контрольные вопросы.

В лаборатории:

- Закрепить полученные при подготовке к лабораторной работе знания на практике;
- Отладить мехатронный модуль в ручном режиме;
- Сконфигурировать необходимое оборудование в LOGO! Soft Comfort;
- Набрать с панели модуля или на компьютере подготовленную программу, откомпилировать ее и ввести логический модуль LOGO! в работу. Убедиться в правильности работы программы.

Общие сведения

Для проведения данной лабораторной работы необходимо использовать лабораторный модуль «Логический модуль LOGO!» (рисунок 26), мехатронный модуль маятникового переключателя (Рисунок 41), пульт ручного управления модулем (рисунок 28).

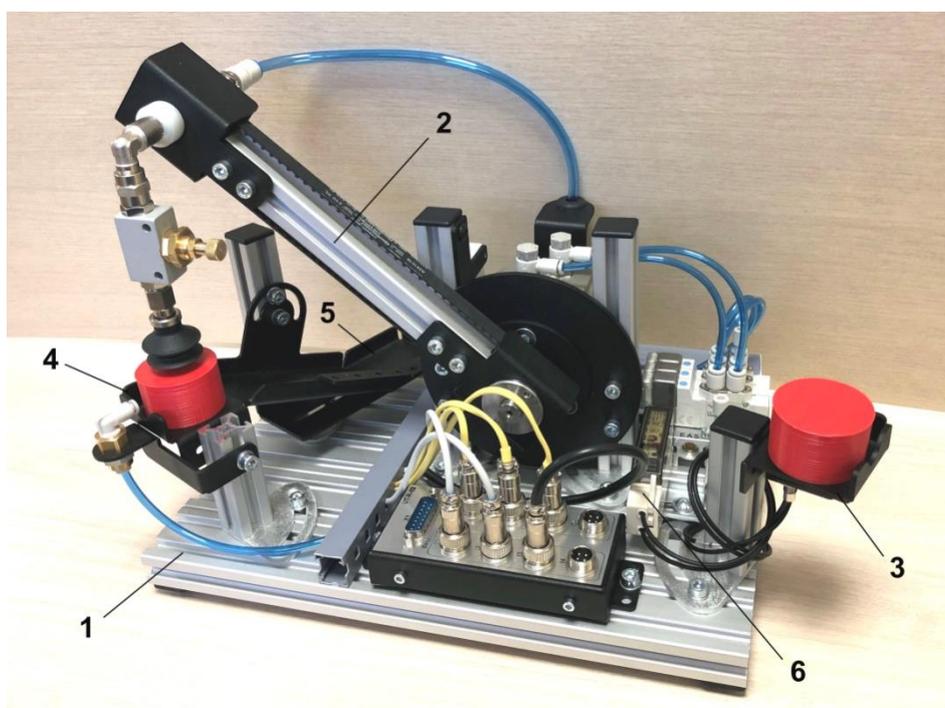


Рисунок 41 – Мехатронный модуль маятникового переключателя

Описание модуля «Логический модуль LOGO!» приведено в лабораторной работе №1, описание пульта ручного управления приведено в лабораторной работе №2, их описание будет опущено.

Мехатронный модуль маятникового переключателя (Рисунок 41) представляет собой имитационную модель автоматизированного участка перекладки изделий. Модель размещена на алюминиевой профильной плите (1). Данный модуль может работать как самостоятельно, так и совместно с другими мехатронными модулями, выступая в роли устройства перемещения изделий.

Основным узлом модуля является узел маятникового переключателя (2), предназначенный для перемещения изделий. При самостоятельной работе модуля, узел захватывает вакуумным присосом заготовку, расположенную на приемной платформе (3) и перемещает её на платформу складирования (4), откуда заготовка под действием струи сжатого воздуха, попадает в накопительный лоток (5).

На приемной платформе может быть закреплен чувствительный элемент оптического диффузионного датчика BF3R, который подает стартовый сигнал реле LOGO! при появлении заготовки на площадке платформы. Сам датчик (6) крепится к профильной плите модуля посредством DIN-рейки.

На рисунке 42 показана последовательность подключения световодов чувствительного элемента к датчику.

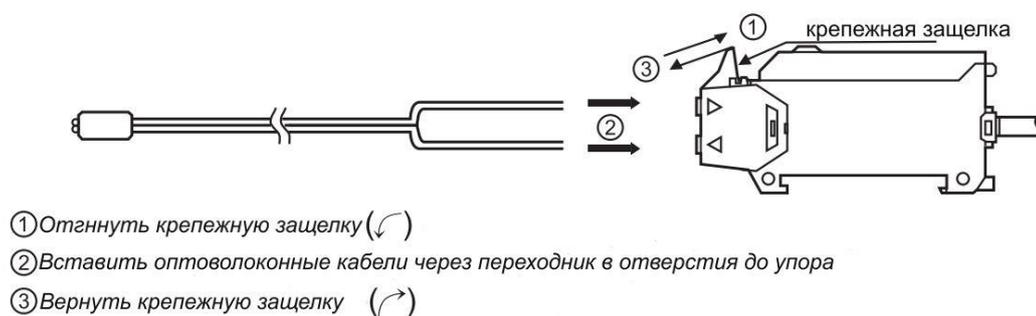


Рисунок 42 – Последовательность подключения световодов чувствительного элемента к датчику

Захват заготовки с приемной платформы выполняет вакуумный присос с эжектором – типа ZH07B. Для гарантированного присоса перемещаемой заготовки, нужно предварительно произвести регулировку приемной платформы по высоте.

Перемещение заготовки осуществляется с помощью поворотного пневматического привода двустороннего действия – типа CDRB1BW50-90, на валу которого закреплена ременная система параллельного переноса.

Скорость поворота вала привода бесступенчато регулируется при помощи пневмодросселей с обратным клапаном, закрепленных на верхней части корпуса пневмопривода.

На рисунке 43 показано подключение пневматических трубок к элементам узла:

– Пневмотрубка 6 мм. длиной 40 см. подключается одним концом к поворотному быстроразъемному соединению (1), жестко привязанному к системе захвата вакуумной присоской. Второй конец трубки подключается к выходу эжектора (2);

– Пневмотрубка 6 мм. длиной 5 см. подключается одним концом ко входу эжектора (3). Второй конец трубки подключается к переходнику 6/4 мм.;

– Пневмотрубка 4 мм. подключается одним концом к переходнику 6/4 мм. Второй конец трубки подключается к выходу пневмораспределителя управления вакуумным присосом (4).

– Пневмодроссели привода (5 и 6) трубкой 4 мм. подключаются к выходам пневмораспределителя управления стрелой маятника.

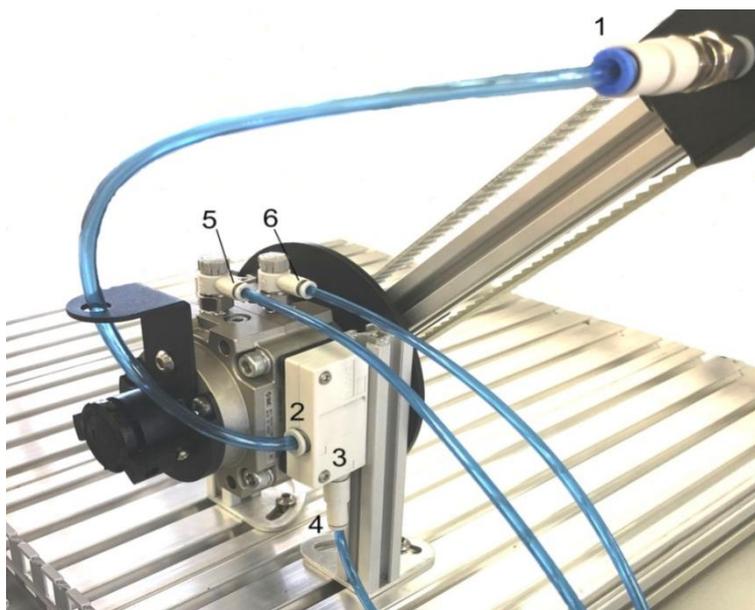


Рисунок 43 – Подключения пневматических трубок к элементам узла

Определение крайних положений штока поворотного пневматического привода осуществляется с помощью 2-проводных магнитных датчиков – типа D-R731. Датчики крепятся на задней части корпуса пневмопривода (Рисунок 44). Для настройки срабатывания датчиков на крайние положения вала необходимо поворачивать датчики вокруг оси вала.



Рисунок 44 – Установка магнитного датчика

Управление поворотным пневмоприводом, вакуумным присосом и устройством сдува заготовки в приемный лоток осуществляется с помощью пневмораспределителей с электроуправлением, типа – SY3120-5LOU-C4-Q, закрепленных на пневмоплите (Рисунок 45).

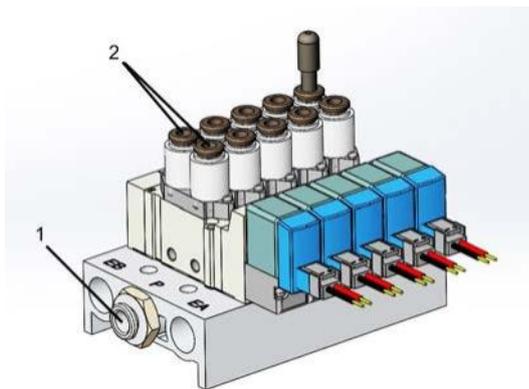


Рисунок 45 – Внешний вид пневмораспределителей, установленных на пневмоплите

Подача сжатого воздуха от компрессора к пневмораспределителям осуществляется трубкой 6 мм. через быстросъемное соединение (Рисунок 45 – 1).

Подача сжатого воздуха от пневмораспределителей к исполнительным пневмоустройствам осуществляется трубкой диаметром 4 мм. через быстросъемные соединения (Рисунок 45 – 2). При подключении к пневмораспределителю вакуумного присоса, либо к устройства сдува, второе быстросъемное соединение глушится специальной пробкой.

Сверху на каждом пневмораспределителе расположена синяя кнопка ручной активации. Данная кнопка используется при наладке пневмосистемы модуля для определения правильности монтажа и регулировки скорости движения штоков пневмоцилиндров.

Мехатронный модуль также оснащен распределительной коробкой UT-R-02, к которой через разъемы M12 подключаются все датчики и пневмораспределители, а также вспомогательные устройства (кнопка, лампа, переключатель), задействованные в системе автоматизации модуля. В свою очередь распределительная коробка через разъем X1 специальным кабелем подключается к лабораторному модулю LOGO!.

Подробные характеристики элементов физической модели приведены в техническом описании.

Внимание! При подключении компонентов мехатронного модуля к программируемому логическому реле LOGO! Необходимо помнить следующие правила:

- Все датчики, кнопка и переключатель подключаются к соответствующим разъемам распределительной коробки – Входы (I1-I4).

- Двигатель конвейера, стоппер и лампа подключаются к соответствующим разъемам распределительной коробки – Выходы (Q1-Q4).

Порядок выполнения работы

Подключить питание к модулям, необходимым для выполнения лабораторной работы. После подключения питания следует выполнить отладку мехатронного модуля в ручном режиме, для этого:

– Подключить необходимые вспомогательные устройства к распределительной коробке UT-R-02;

– Соединить пульт ручного управления модулем с мехатронным модулем маятникового переключателя (разъем DB15 распределительной коробки UT-R-02 и разъем DB15 пульта ручного управления);

– Подавая сигналы с тумблеров пульта ручного управления (выходные сигналы) выполнить полный цикл в ручном режиме, убедиться в корректной работе датчиков в процессе работы (входные сигналы пульта ручного управления).

Полный цикл работы представлен в демонстрационном видео (USB накопитель).

При успешном завершении полного цикла составить таблицу подключения устройств к распределительной коробке UT-R-02 (таблица 17).

Таблица 17 – Пример таблицы соответствия входных/выходных сигналов UT-R-02

Адрес	Комментарий
I1	Сигнал с датчика крайнего (начального) положений штока поворотного пневматического привода
....
Q1	Управляющая команда на маятниковый переключатель
....

После проведения отладки мехатронного модуля в ручном режиме можно приступить к разработке алгоритма управления мехатронного модуля. В качестве примера будет рассмотрен процесс создания алгоритма управления ленточным конвейером (демонстрационное видео на USB накопителе).

Разработка алгоритма управления

Разработка алгоритма управления разделяется на следующие этапы:

- Словесное описание полного цикла работы;
- Разработка функциональной схемы процесса;
- Составление таблицы соответствия адресов;
- Составление логических уравнений;
- Составление программы на одном из языков программирования;
- Отладка и проверка проекта на работоспособность.

Задание

На основе знаний, полученных в предыдущих лабораторных работах, выполнить все пункты разработки алгоритма управления самостоятельно и привести их в отчете к лабораторной работе.

2.6 Работа №6. Синтез и анализ алгоритмов управления автоматическими транспортными линиями, состоящих из двух различных мехатронных модулей.

Цель работы

Ознакомиться с принципом работы дискретной системы управления, изучить назначение и технические характеристики датчиков, приобрести навыки разработки алгоритма управления, а также программирования данной системы с применением специализированного программного обеспечения LOGO! Soft Comfort. Выполнить синтез и анализ системы состоящей из двух мехатронных модулей.

Содержание работы

Дома, при подготовке к работе:

- Изучить назначение, технические характеристики логического модуля LOGO!, основные узлы и возможности лабораторного стенда;
- Изучить систему команд и принципы программирования LOGO!;
- Изучить описание модуля ленточного конвейера, ознакомиться с характеристиками всех его элементов;
- Изучить описание модуля стекового накопителя, ознакомиться с характеристиками всех его элементов;
- Изучить описание модуля пневматического манипулятора, ознакомиться с характеристиками всех его элементов;
- Изучить описание модуля маятникового переключателя, ознакомиться с характеристиками всех его элементов;
- Выполнить синтез системы автоматизации согласно выданному варианту задания;
- Составить программу для ввода в контроллер;
- Ответить на контрольные вопросы.

В лаборатории:

- Закрепить полученные при подготовке к лабораторной работе знания на практике;
- Отладить систему в ручном режиме;
- Сконфигурировать необходимое оборудование в LOGO! Soft Comfort;
- Набрать с панели модуля или на компьютере подготовленную программу, откомпилировать ее и ввести логический модуль LOGO! в работу. Убедиться в правильности работы программы.

Описание работы

В текущей лабораторной работе необходимо выполнить синтез и анализ алгоритма управления автоматической транспортной линией, состоящей из двух мехатронных модулей. Данную лабораторную работу рекомендуется выполнять после успешного выполнения всех предыдущих.

Для реализации согласованной совместной работы двух мехатронных модулей необходима передача данных о наличии или отсутствии заготовки в заданной зоне. Для этого при разработке управляющих программ для логических подмодулей LOGO! в среде LOGO!Soft Comfort необходимо работать в режиме "Network Project" (View - Network Project).

В данном режиме создается требуемое количество новых устройств (Add New Device), соответствующее числу мехатронных модулей, работающих совместно в проекте. Далее им присваиваются соответствующие IP-адреса. Разработка управляющих программ ведется в соответствующих окнах редактора программ (Diagram Editor). Загрузка разработанного проекта осуществляется в каждый логический модуль отдельно.

В зависимости от варианта (выбирается по таблице 18), выполнить синтез системы, который включает в себя: словесное описание полного цикла работы, разработку функциональной схемы процесса, составление таблицы соответствия адресов, составление логических уравнений; составление программы на одном из языков программирования, отладку и проверку проекта на работоспособность.

Таблица 18 – Таблица вариантов

Номер бригады	1			2			3		
Член бригады	1	2	3	1	2	3	1	2	3
Вариант	1	3	2	2	3	1	2	1	3

Вариант 1

Для выполнения задания текущего варианта необходимы 2 модуля «Логический модуль LOGO!», пульт ручного управления мехатронным модулем, мехатронный модуль ленточного конвейера, мехатронный модуль стекового накопителя (Рисунок 46). Собрать транспортировочную линию, отладить ее в ручном режиме, выполнить синтез и анализ алгоритма управления, убедиться в работоспособности системы. Сделать отчет о проделанной работе.

Вариант 2

Для выполнения задания текущего варианта необходимы 2 модуля «Логический модуль LOGO!», пульт ручного управления мехатронным модулем, мехатронный модуль ленточного конвейера, мехатронный модуль пневматического манипулятора (Рисунок 47). Собрать транспортировочную линию, отладить ее в

ручном режиме, выполнить синтез и анализ алгоритма управления, убедиться в работоспособности системы. Сделать отчет о проделанной работе.

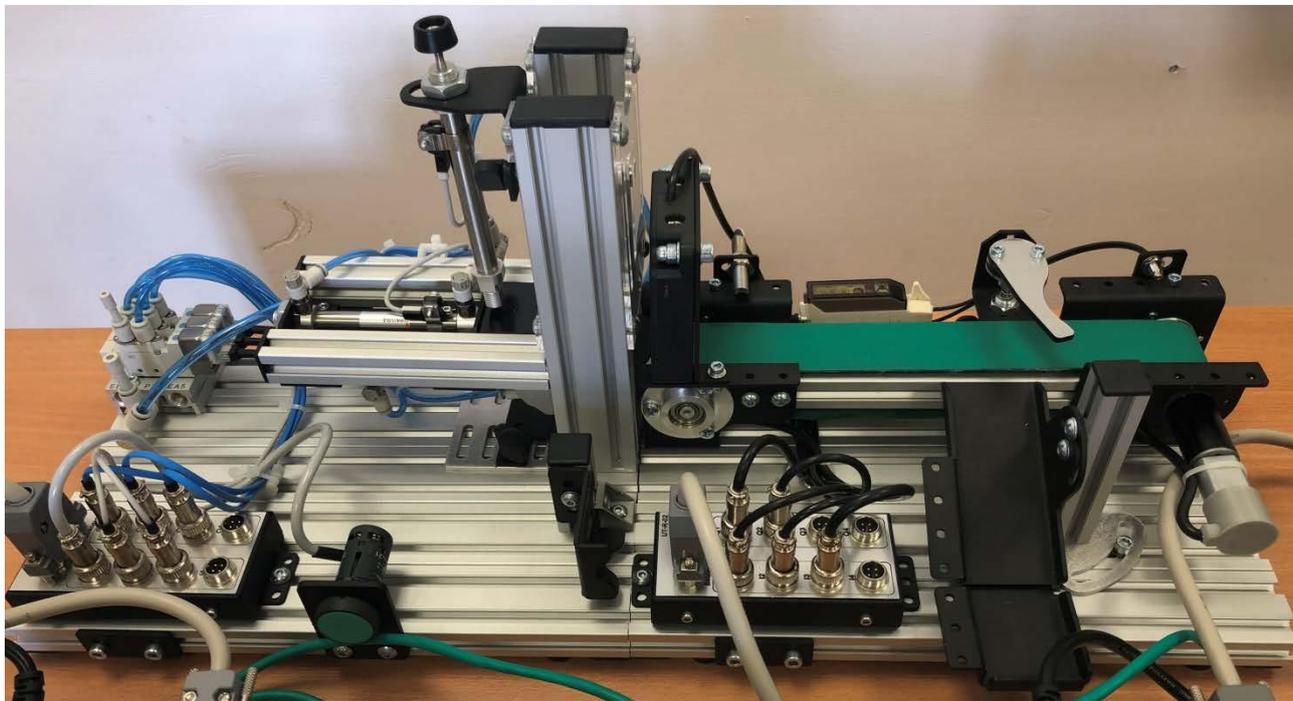


Рисунок 46 – Автоматическая линия «Стековый накопитель – ленточный конвейер»

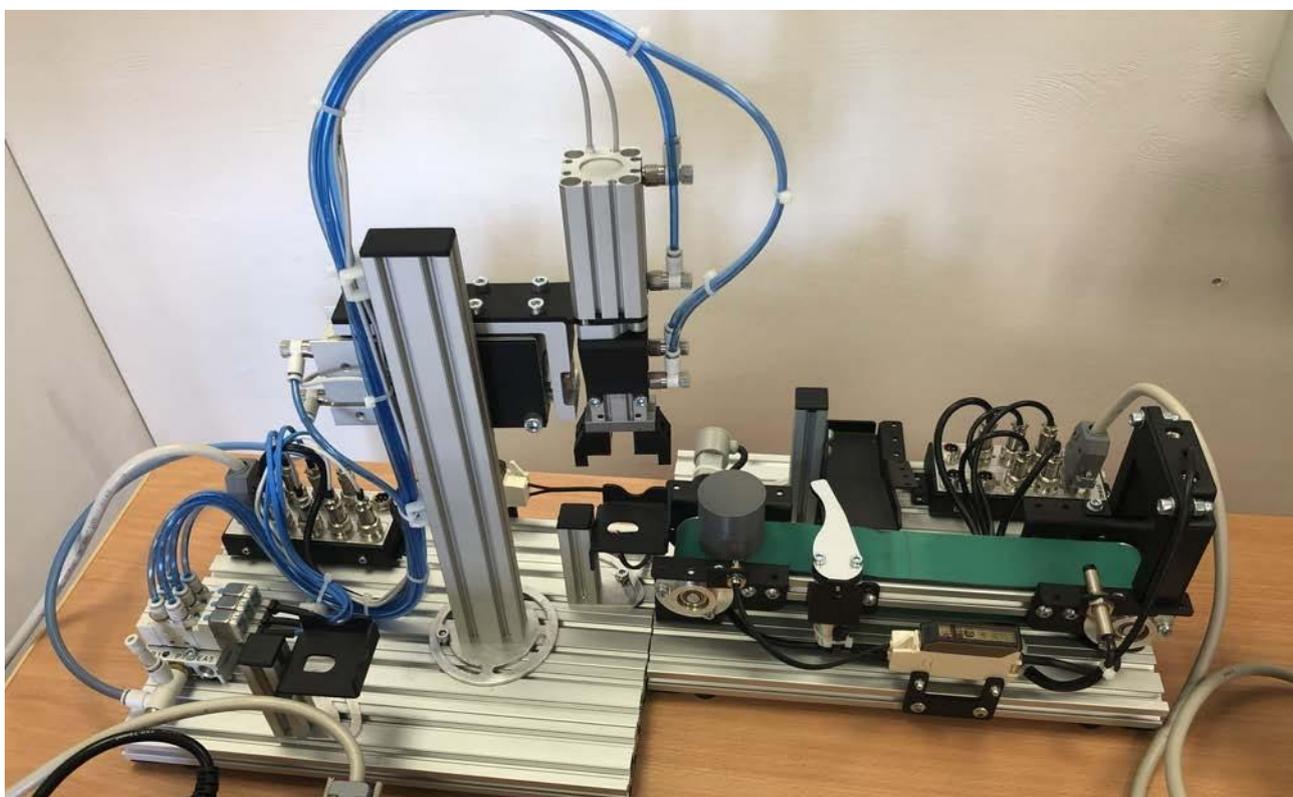


Рисунок 47 – Автоматическая линия «Пневматический манипулятор – ленточный конвейер»

Вариант 3

Для выполнения задания текущего варианта необходимы 2 модуля «Логический модуль LOGO!», пульта ручного управления мехатронным модулем, мехатронный модуль пневматического манипулятора, мехатронный модуль маятникового переключателя (Рисунок 48). Собрать транспортировочную линию, отладить ее в ручном режиме, выполнить синтез и анализ алгоритма управления, убедиться в работоспособности системы. Сделать отчет о проделанной работе.

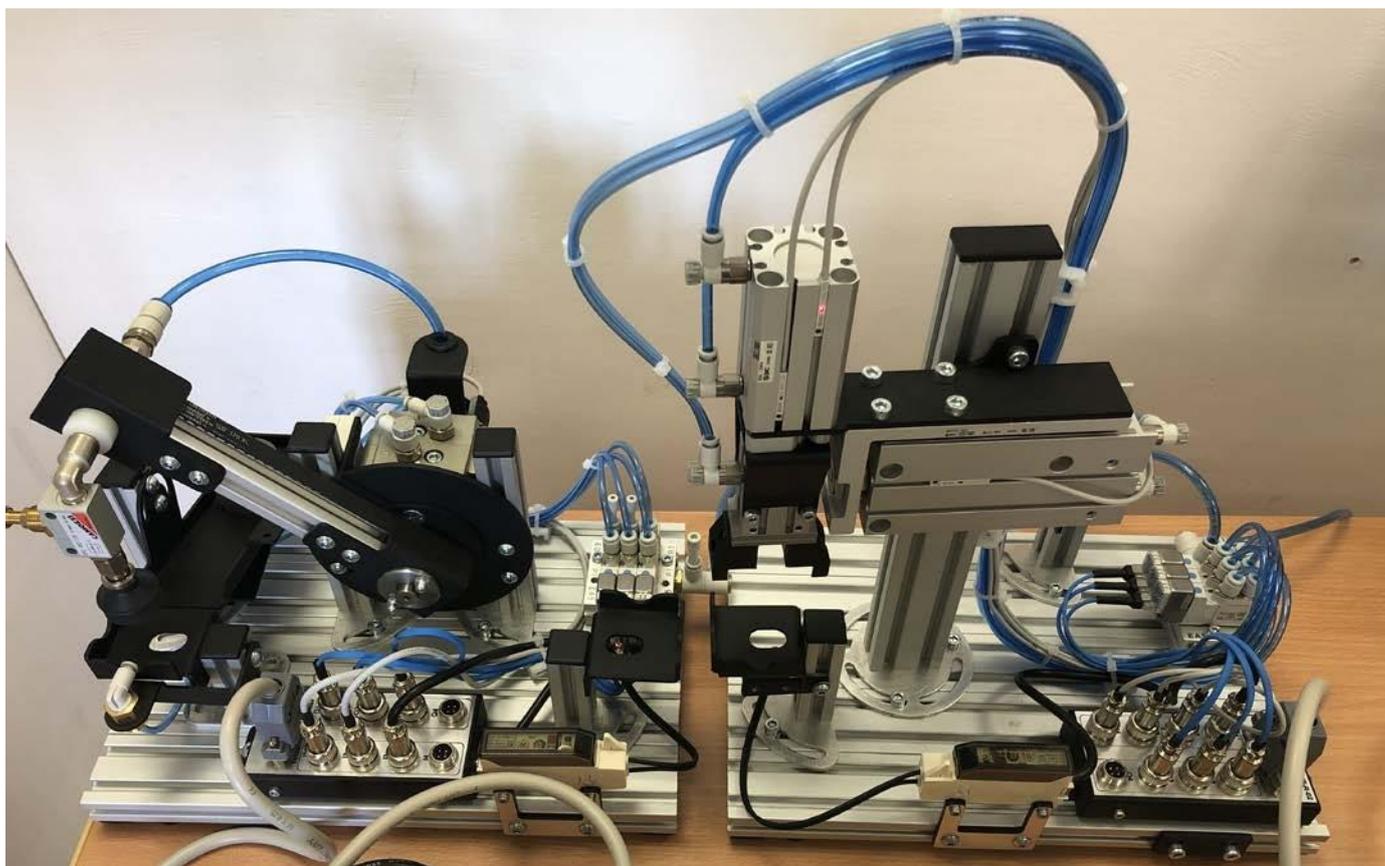


Рисунок 48 – Автоматическая линия «Пневматический манипулятор – ленточный конвейер»

2.7 Работа №7. Синтез и анализ алгоритмов управления автоматической транспортной линией, состоящей из четырех мехатронных модулей.

Цель работы

Ознакомиться с принципом работы дискретной системы управления, изучить назначение и технические характеристики датчиков, приобрести навыки разработки алгоритма управления, а также программирования данной системы с применением специализированного программного обеспечения LOGO! Soft Comfort. Выполнить синтез и анализ автоматической транспортной линии состоящей из четырех мехатронных модулей.

Содержание работы

Дома, при подготовке к работе:

- Изучить назначение, технические характеристики логического модуля LOGO!, основные узлы и возможности лабораторного стенда;
- Изучить систему команд и принципы программирования LOGO!;
- Изучить описание модуля ленточного конвейера, ознакомиться с характеристиками всех его элементов;
- Изучить описание модуля стекового накопителя, ознакомиться с характеристиками всех его элементов;
- Изучить описание модуля пневматического манипулятора, ознакомиться с характеристиками всех его элементов;
- Изучить описание модуля маятникового переключателя, ознакомиться с характеристиками всех его элементов;
- Выполнить синтез системы автоматизации согласно выданному варианту задания;
- Составить программу для ввода в контроллер;
- Ответить на контрольные вопросы.

В лаборатории:

- Закрепить полученные при подготовке к лабораторной работе знания на практике;
- Отладить систему в ручном режиме;
- Сконфигурировать необходимое оборудование в LOGO! Soft Comfort;
- Набрать с панели модуля или на компьютере подготовленную программу, откомпилировать ее и ввести логический модуль LOGO! в работу. Убедиться в правильности работы программы.

Описание работы

В текущей лабораторной работе необходимо выполнить синтез и анализ алгоритма управления автоматической транспортной линией, состоящей из четырех мехатронных модулей (Рисунок 49). Данную лабораторную работу следует выполнять после успешного выполнения всех предыдущих.



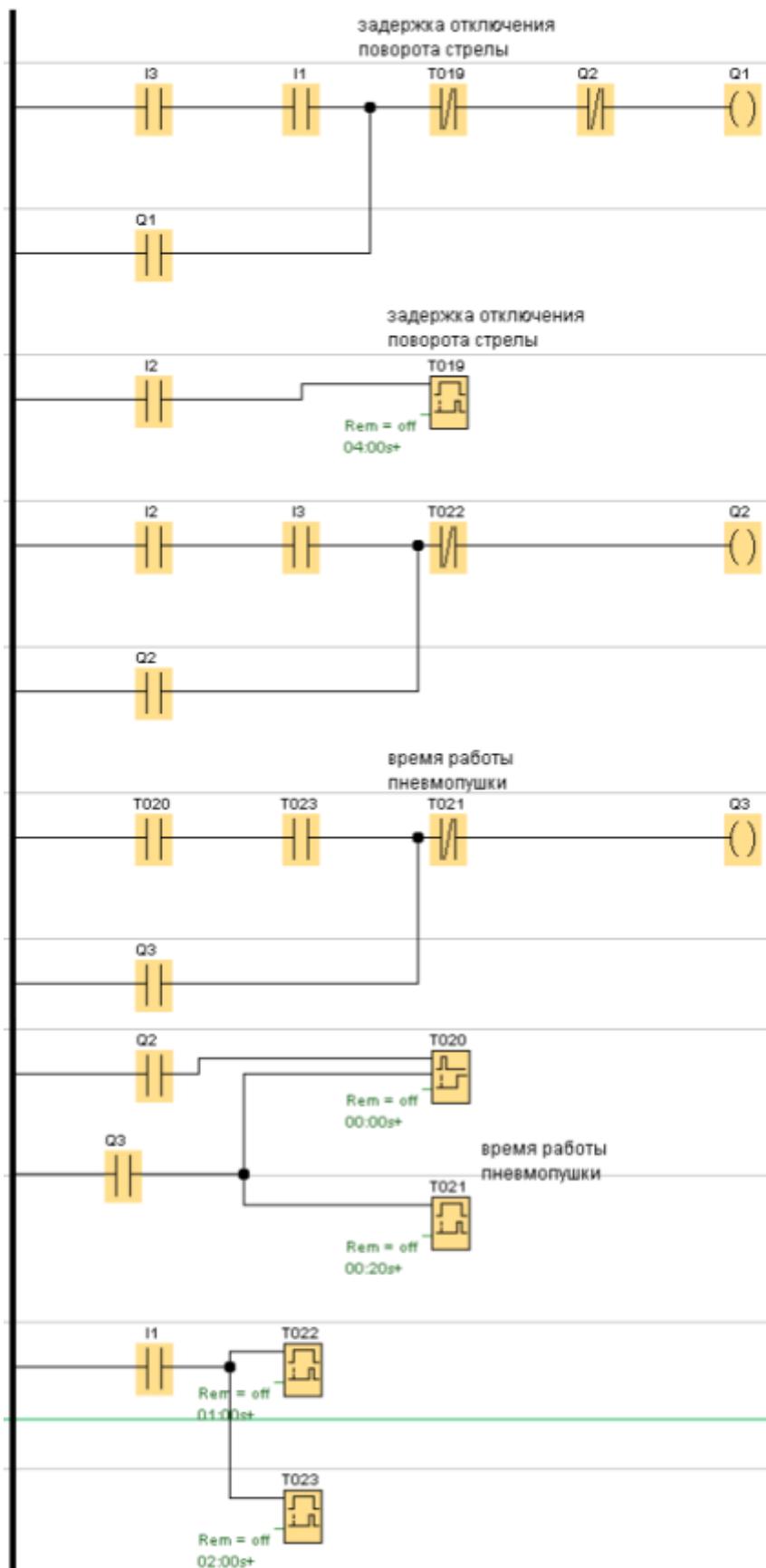
Рисунок 49 – Автоматическая транспортная линия

Задание

1. Выполнить стыковку и отладку мехатронных модулей для совместной работы в ручном режиме.
2. Выполнить синтез системы автоматизации, который включает в себя: словесное описание полного цикла работы, разработку функциональной схемы процесса, составление таблицы соответствия адресов, составление логических уравнений; составление программы на одном из языков программирования, отладку и проверку проекта на работоспособность.
3. Написать отчет о проделанной работе

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Пример программы работы маятникового переключателя



МИНОБРНАУКИ РОССИИ
ФГБОУ ВО «Уральский государственный горный университет»

И. о. проректора по учебно-методической
работе В. В. Зубов



**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ
РАБОТЕ СТУДЕНТОВ**

Б1.В.02 МЕХАТРОННЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Направление -

15.03.06 Мехатроника и робототехника

Профиль -

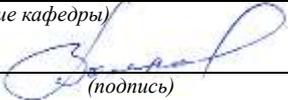
Мехатроника и робототехника промышленных производств

Одобрена на заседании кафедры

Технической механики

(название кафедры)

Зав. кафедрой


(подпись)

Волков Е.Б.

(Фамилия И.О.)

Протокол № 1 от 13.09.2024

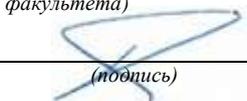
(Дата)

Рассмотрена методической комиссией
факультета

Горно-механического

(название факультета)

Председатель


(подпись)

Осипов П.А.

(Фамилия И.О.)

Протокол № 2 от 18.10.2024

(Дата)

Екатеринбург

Оглавление

Введение	4
Глава 1.	
ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ПРОЕКТИРОВАНИЯ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ	6
1.1. Принципы построения и структура мехатронных систем	6
1.2. Мехатронные принципы проектирования	13
Глава 2.	
МЕХАТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И МОДУЛИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ МАШИН	19
2.1. Мехатронные модули с рекуперацией энергии для возвратно-поступательных, возвратно-вращательных и шаговых приводов	25
2.2. Мехатронные модули дозирования жидкостей и сыпучих материалов	33
2.3. Мехатронные мультиголовочные дозаторы	54
Глава 3.	
МЕХАТРОННЫЕ СИСТЕМЫ В ПРИБОРОСТРОЕНИИ	69
3.1. Особенности автоматизированного производства в приборостроении	69
3.2. Современные технико-экономические требования в приборостроении	71
3.3. Применение мехатронных систем в нанотехнологиях	74
3.4. Мехатронная система экстракорпоральной литотрипсии	84
3.5. Ультразвуковая диагностика	90
3.6. Мехатронный аппарат искусственного кровообращения	116
Библиографический список	130

Введение

В 1985 г. в Японии издана книга «Мехатроника», в которой введено это понятие как новое направление науки и техники в машиностроении. В 1988 г. издание переведено на русский язык и в предисловии к переводу дано определение мехатроники как комплекса средств и принципов механики, электроники и информатики, синтез существующих технологий, эффективно используемых для достижения конкретной цели [1].

В государственном образовательном стандарте РФ по направлению «Мехатроника и робототехника» [2] приведено следующее определение: мехатроника – это область науки и техники, основанная на синергетическом объединении узлов точной механики с электронными, электротехническими и компьютерными компонентами, обеспечивающими проектирование и производство качественно новых модулей, систем и машин с интеллектуальным управлением их функциональными движениями.

Японские авторы не дали четкого определения мехатроники, считая что синтез электроники и механики позволяет создавать машины нового типа, которые можно назвать мехатронными устройствами. При этом они четко определили их три основные составляющие: исполнительные органы, выполняющие функциональные технологические задачи, измерительно-информационная система, с помощью которой выполняется сбор необходимой информации о ходе технологического процесса, режимах работы приводов и внешней среде (при необходимости). Третья составляющая объединяет элементы обработки информации и базируется на вычислительной технике.

Кроме того, в книге сформулировали следующие положения:

- Развитие микроэлектроники определяет прогресс мехатроники.
- Уменьшение массогабаритных характеристик микропроцессорных систем позволяет легко их встраивать в машины и отдельные механизмы.
- Существует положительное взаимовлияние мехатроники и микроэлектроники на их развитие.
- Современное содержание машин можно разделить на массовое (от понятия «масса»), энергетическое и информационное, и при проектирова-

нии мехатронных устройств в системах уравнений должны учитываться зависимости, существующие между информацией, массой и энергией.

- Нельзя добиться прогресса в мехатронике, делая упор лишь на достижения микроэлектроники. Если не будет прогресса в разработке исполнительных механизмов, усилителей и т. д., то нельзя рассчитывать на раскрытие всех возможностей микроэлектроники.

- Развитие мехатроники требует обеспечения заданной точности времени, актуальное в то время как в механике, так и в электронике.

Несмотря на почти 40-летний этап развития мехатроники, следует согласиться с точкой зрения, приведенной в работе [3], что мехатроника является в значительной степени уделом специалистов-практиков и ее бурный прогресс в первую очередь обусловлен их технологическими знаниями и умениями, подкрепленными инженерной интуицией.

Авторы данного учебного пособия ставят своей целью не только познакомить студентов и других читателей с различными примерами применения мехатронных устройств и систем, но и дать методологические основы их создания. В большинстве примеров отражены научно-технические интересы авторов, что наряду с ограниченным объемом учебного издания, не позволило более широко рассмотреть варианты применения мехатронных систем. Авторы будут благодарны читателям за критические замечания и пожелания.

Глава 1.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ПРОЕКТИРОВАНИЯ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ

1.1. Принципы построения и структура мехатронных систем

Мехатронные системы, как новое направление в развитии технических систем, обладают определенными признаками и свойствами, которые отличают их от технических систем с традиционным построением и структурой.

В принципе для любых сложных систем признаки и свойства являются важнейшими информационными блоками, характеризующими и отличающими данную систему от других. Для понимания различия между признаками и свойствами рассмотрим следующий пример. Допустим, мы имеем некий неизвестный объект и хотим найти отличия от известных объектов или общее у рассматриваемого объекта с другими. При этом случае мы говорим о признаках отличительных или общих с другими известными объектами. В случае, когда нам известен объект и его функции, то мы анализируем его свойства, которые проявляются при функционировании объекта. *Признак* – это описание проявлений сторон неизвестного объекта, по которым можно отличить его от других или объединить с другими объектами. Совокупность признаков позволяет идентифицировать данный объект и определить его место среди других объектов. *Свойство* – это то, что проявляется при функционировании рассматриваемого объекта при его взаимодействии с другими объектами. Свойства технической системы можно количественно описать ее параметрами и характеристиками. *Параметры* – это числовые значения величин, характеризующие свойства объекта или системы. *Технические характеристики* – описание свойств объекта.

Проще всего понятия признака и свойств формируются в медицине. Так, врач по признакам болезненного состояния пациента определяет болезнь. Например, признаками начинающегося гриппа является головная боль, слабость, озноб, повышенная температура, ощущение сухости в носу и т. д. Объективные параметры признаков – температура, повышенная скорость оседания эритроцитов. Важно отметить, что для такой сложной сис-

темы, как человек, эти признаки могут быть в наличии не все одновременно, а присутствовать только некоторые из них. К свойствам гриппа можно отнести заражение и возможные осложнения. Характеристиками протекания болезни являются время выздоровления, изменение состояния или график зависимости температуры пациента от времени.

В сложной технической системе, в том числе и мехатронной, ее функционирование возможно только при наличии материального объекта и информационных потоков. Необходимо отметить, что функционирование осуществляется только при наличии третьего компонента – энергетического. Для технологической системы материальные потоки – это объекты обработки и инструменты (рис. 1.1).

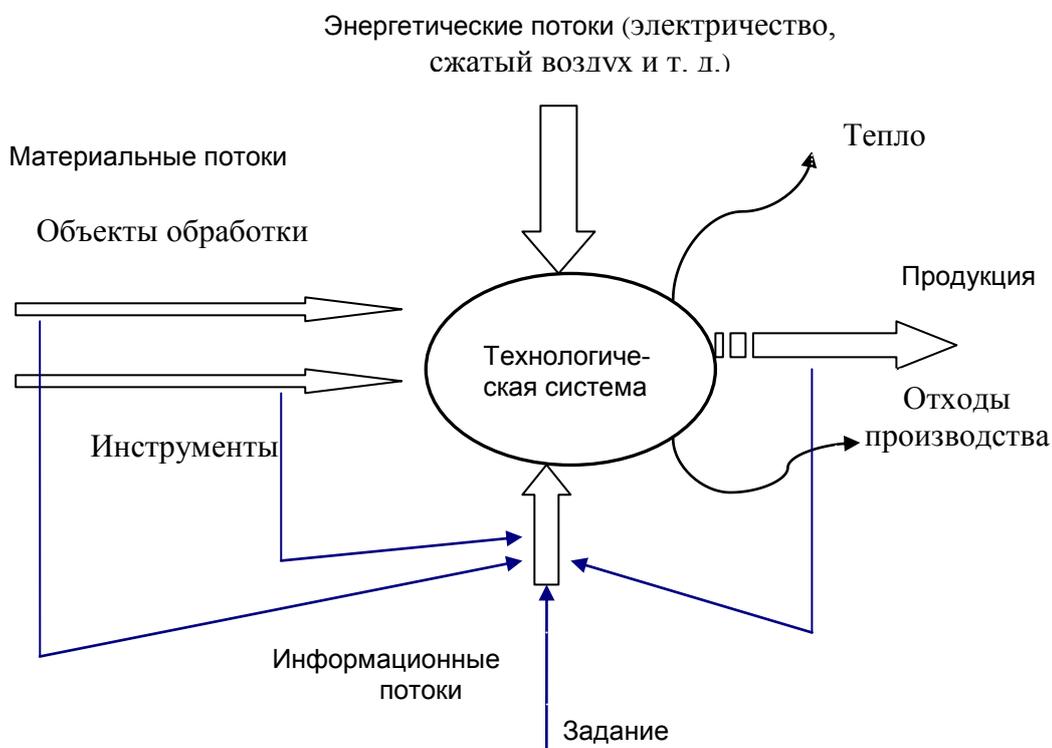


Рис. 1.1. Потоки в технологической системе

Подвод энергии извне позволяет системе функционировать: например, происходит механическое движение или обмен информацией. Включив компьютер, т. е. подав энергию, можно заставить функционировать это устройство. В мехатронной системе функционирование также невозможно

без подвода энергии извне. Функционирование системы – это взаимодействие трех потоков материального, информационного и энергетического.

Взаимодействие материальных, энергетических и информационных потоков осуществляется при помощи технических материальных компонентов автоматических систем (электронных блоков, электромагнитных реле, материальных носителей компьютерных программ и т. д.), в противном случае речь может идти только о виртуальных процессах, о моделировании реальности.

Анализ признаков мехатронной системы лучше всего начинать со структурно-морфологических признаков, т. е. признаков, отличающих структуру и строение элементов мехатронной системы от другой технической системы, построенной по другим принципам.

Структурно-морфологические признаки мехатронной системы.

В качестве структурно-морфологических признаков, которые отличают мехатронную систему от традиционной, можно считать:

1) интеграцию (структурно-функциональную и структурно-компоновочную) подсистем: механической, электромеханической, микропроцессорной и информационно-измерительной при программном обеспечении и управлении всей системы;

2) как правило, наличие большого количества элементов обратных связей в системе управления, т. е. наличие большого числа датчиков, дающих информацию о разнообразных параметрах состояния системы;

3) иерархическую структуру системы управления, т. е. возможность внешнего управления через различные средства электронной связи (в том числе через Интернет),

4) модульность всех элементов системы и высокую степень унификации (в том числе возможность наращивания программных модулей);

5) укороченные кинематические цепи механической и электромеханической подсистемы, а также использование параллельных кинематических цепей;

6) использование высокоточных механических передач в механической подсистеме;

7) применение разнообразных видов преобразователей энергии, основанных на различных физических эффектах;

8) использование новых материалов с повышенными механическими и электромеханическими характеристиками;

9) превышение необходимого числа степеней подвижности в системе, характеризуемое наличием дополнительных приводов;

10) использование электронных миниатюрных компонентов со сверхплотным монтажом;

11) наличие высокоинформативного человеко-машинного интерфейса;

12) возможное использование бионических принципов построения системы.

Структурно-функциональная интеграция это уменьшение структурных блоков, в основном в информационно-управляющей подсистеме. Например, вместо отдельных датчиков скорости (тахогенератор) и датчиков угла поворота (потенциометр) или перемещения в мехатронных системах применяют фотоимпульсные датчики, с помощью которых получают информацию о скорости и перемещении в двоичной кодовой форме. Это решение позволяет убрать из системы АЦП и согласующие электронные устройства (интерфейсы). Следует отметить, что такое решение не всегда оправдано.

Структурно-компоновочная интеграция это группирование в одном конструктивном модуле элементов разной физической сущности. Самые эффективные решения состоят в объединении в единый сенсорный модуль механических узлов (валы, подшипники, направляющие), кодировочных дисков, фотоэлементов и микропроцессоров, от которых сигналы обратной связи идут в контроллер по стандартному протоколу в двоичном коде.

Функциональные свойства мехатронных систем (синергетические эффекты). При работе мехатронной системы проявляются ее функциональные свойства, в которых обнаруживаются синергетические эффекты. Термин *синергетика* заимствовал из биологии и медицины (от греч. *synergos* – вместе действующий) – совместное и однородное функционирование элементов и систем; при комбинированном действии которых суммарный эффект превышает действие каждого в отдельности. Иными словами, соединение в единую систему указанных выше элементов дает больший эффект, чем использовании всех этих элементов поодиночке. Приведем пример. Что нового дает совмещение в единую

систему автомашины, предназначенной для перевозки тяжелых грузов, и подъемного крана, предназначенного для подъема тяжелых грузов? Автокран имеет новое качество – мобильность производства подъемно-транспортных работ. Аналогично мехатронные системы должны давать новое качество. Это качество мехатронных систем можно сформулировать следующим образом:

1. Повышение доли функций системы, приходящихся на систему управления, и уменьшение доли функций, приходящихся на механическую подсистему (например, коррекция положения резца при его износе).

2. Увеличение количества функций, выполняемых системой за счет программного обеспечения.

3. Автоматизация переналадки системы.

4. Повышение надежности системы в целом за счет сокращения доли механических подсистем, изменения программным путем функций механической и электромеханической подсистем, а также за счет программной автоматической защиты приводов от перегрузок, мониторинга состояния всех элементов системы во время работы.

5. Автоматизация технической диагностики и мониторинг всех подсистем во время работы.

6. Повышение интеллектуальности программного обеспечения, внедрение искусственного интеллекта.

7. Относительно низкая стоимость из-за высокой степени интеграции, унификации и стандартизации всех компонентов мехатронных систем.

8. Высокое качество исполнения сложных и точных движений вследствие применения методов адаптивного и интеллектуального управления.

9. Высокая помехозащищенность за счет модульности подсистем.

10. Компактность мехатронных модулей вследствие миниатюризации и укорочения кинематических цепей.

11. Повышение удельной мощности и улучшение динамических характеристик машин вследствие исключения многоступенчатого преобразования энергии и информации.

12. Возможность быстрого комплектования мехатронных систем функциональными модулями, допускающих простую реконфигурацию в зависимости от технических требований.

Главная методологическая идея мехатроники как науки и техники состоит в системном сочетании ранее обособленных научно-технических областей (механика, микроэлектроника, электротехника, компьютерное управление, сенсорика и информационные технологии, (рис. 1.2).



Рис. 1.2. Составляющие мехатроники как научно-технического направления

Под мехатронными объектами понимают синергетическое объединение исполнительных устройств с электронными, электромеханическими, компьютерными и программными компонентами. Для мехатронных объектов характерно иерархическое построение. Все мехатронные объекты можно разделить на следующие группы (рис. 1.3): мехатронные узлы, мехатронные модули, мехатронные агрегаты, мехатронные системы [5,6].

Мехатронный узел – это неунифицированная сборочная единица, содержащая некоторые компоненты мехатронного объекта (например, шарикоповинтовая передача с датчиками положения и усилия). *Мехатронный модуль* – основная единица мехатронной системы, унифицированный мехатронный объект, служащий для реализации одной из функций мехатронной системы (например, мехатронный модуль подачи инструмента, моторшпиндель). (По определению *модуль* – это унифицированная функциональная часть машины, конструктивно оформленная как самостоятельное изделие.) Мехатронные модули как унифицированные объекты имеют нормализованный ряд типоразмеров, характеризуемый определенными

мощностями, габаритами, типом движения (например, поступательного или вращательного), классом точности и т. д. *Мехатронный агрегат* – это совокупность мехатронных модулей, предназначенная для выполнения группы однотипных функций (например, многокоординатная измерительная машина, а также многокоординатный столик микроскопа, если он состоит из модулей).

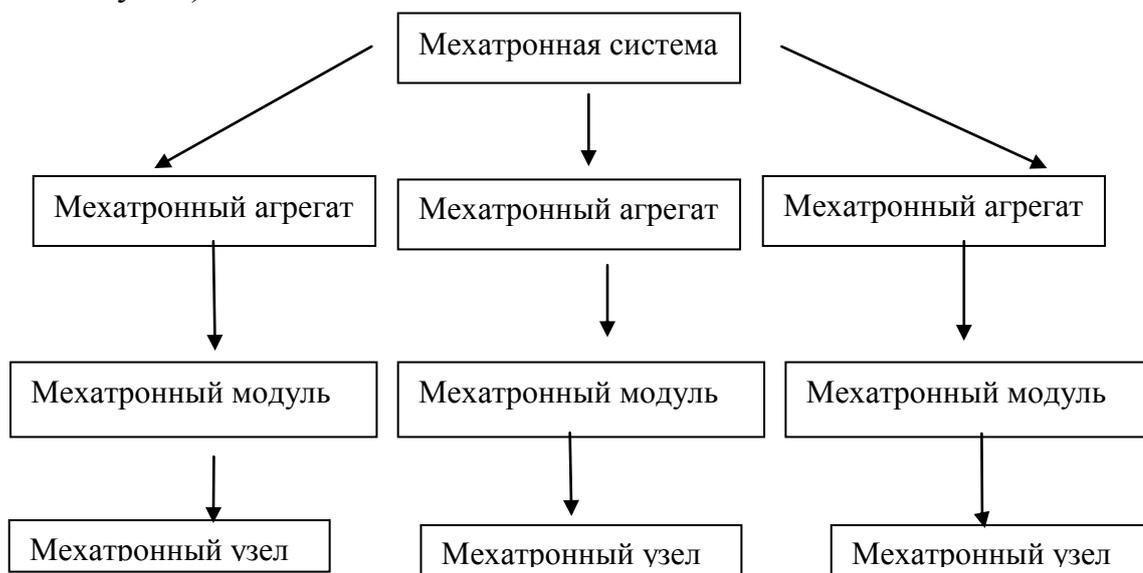


Рис. 1.3. Иерархия мехатронных объектов

Мехатронная система – целевое упорядоченное множество взаимосвязанных мехатронных агрегатов, функционирующих во времени и взаимодействующих с внешней средой. Мехатронные системы могут состоять из мехатронных модулей (минуя мехатронные агрегаты). Примерами мехатронных систем служат гибкие производственные системы (ГПС), системы мониторинга и искусственной вентиляции легких (ИВЛ) в отделении реанимации, а также современные автомобили. Так, «Мерседес SW220» представляет собой мехатронную систему, состоящую из 40 управляющих блоков, она включает в себя несколько мехатронных агрегатов (подсистема управления двигателем, коробкой передач, подвеской, и т. д.), а сами мехатронные агрегаты – мехатронные модули (впрыска, управления замком, дворников и т. д.).

В приборостроении в настоящее время получил распространение термин *мехатронный прибор* – это мехатронный агрегат или мехатронный

модуль, предназначенный для получения и преобразования информации о механических величинах. Термин *мехатронный прибор* означает мехатронный объект, осуществляющий какое-либо измерение или комплекс измерений механических величин.

Мехатронным аппаратом можно назвать мехатронный объект, который осуществляет физическое воздействие на внешнюю среду (например, аппарат искусственного кровообращения, автоматический спектрометр, где нужно предварительно совершить подготовительные операции с образцом, прежде чем определить его состав).

Исходя из положений теории сложных систем, выведем следующее определение мехатроники: *мехатроника – это область науки и техники, посвященная анализу и синтезу мехатронных объектов.*

1.2. Мехатронные принципы проектирования

Для создания новых промышленных изделий или нового технологического оборудования существует два подхода: алгоритмический и интуитивный.

При алгоритмическом проектировании проектировщик или конструктор имеет в своем распоряжении набор известных технических решений и покупных изделий, порядок расчета и принятия решений, алгоритм проектирования, позволяющий в заданный промежуток времени специалисту средней квалификации спроектировать требуемое изделие. Разделение труда, связанное с выпуском широко используемых устройств различного назначения, приводит к уменьшению времени и стоимости проектирования и, соответственно, себестоимости продукции. Алгоритмическое проектирование применяется, как правило, при проектировании единичных изделий. Такое проектирование осуществляется для выполнения одного конкретного заказа с учетом заданных технических требований в заданный промежуток времени.

Когда проектирование имеет целью получить новое изделие, не имеющее аналогов, а создание новых изделий носит коммерческий характер, т. е. изделие предназначено для продажи в больших количествах широкому кругу покупателей, то применяется интуитивный подход к проектированию. При этом минимизируется стоимость изделия в результате по-

иска новых конструктивных и технологических решений с одновременным расширением функциональных возможностей. Тогда время проектирования увеличивается, а большой экономический эффект достигается за счет массового выпуска и продажи нового изделия.

Интуитивный подход требует более высокой квалификации проектировщика, имеющего широкий кругозор и достаточно большое информационное обеспечение.

С точки зрения развития техники движение вперед обеспечивает интуитивное проектирование. Как правило, интуитивное проектирование имеет успех у инженеров, умеющих работать в пограничных областях науки и техники, что в настоящее время соответствует мехатронным принципам проектирования.

В мехатронике наблюдается сочетание классической механики, электроники, микропроцессорных систем управления, технических средств измерения, преобразования и передачи информации. Это позволяет создавать интеллектуальные изделия, обеспечивающие выполнение рабочих функций в сочетании с мониторингом внешнего мира, внутреннего состояния объекта, принятия решений из совокупного анализа текущей ситуации и способные взаимодействовать с системами управления высшего уровня, т. е. способные встраиваться в современные системы автоматизации.

Мехатронные принципы проектирования являются дальнейшим развитием интуитивного проектирования, но могут использоваться и при алгоритмическом проектировании.

Дальнейшее развитие мехатроники позволяет утверждать, что современное технологическое оборудование может считаться мехатронным в том случае, когда оно полностью или частично обладает следующими свойствами:

1. Цифровое задание параметров и режимов работы оборудования, обеспечивающее отсутствие ручных настроек в процессе эксплуатации.
2. Мониторинг технологического процесса и архивирование его результатов.
3. Диагностика основных узлов и элементов, определяющих работоспособность оборудования, позволяющая избежать убытков от незапланированных простоев при внезапных отказах.

4. Модульный принцип построения, позволяющий в наименьший промежуток времени обеспечить их замену.

5. Современный человеко-машинный интерфейс.

6. Телеметрическая связь со службами сервиса.

7. Интерфейс с системами управления верхнего уровня.

8. Более широкое использование сервоприводов.

9. Статистическое управление, обеспечивающее стабильность процессов и режимов работы.

10. Автоматическое согласование режимов работы с предыдущим и последующим оборудованием в автоматизированных поточных линиях.

11. Лучшие массогабаритные характеристики и меньшее энергопотребление по сравнению с аналогичным оборудованием равной производительности.

12. Учет выпускаемой продукции и времени работы оборудования при сдаче его в аренду.

13. Объединение всех элементов оборудования в одном конструктивном блоке.

В некоторых случаях налицо синергетический эффект, определяемый или новыми технологическими процессами, или существенным улучшением отдельных характеристик.

К явным преимуществам мехатронного технологического оборудования следует отнести:

- встраиваемость в автоматизированные технологические линии;
- более высокую фактическую производительность;
- уменьшение негативного влияния человеческого фактора на работу оборудования;
- уменьшение удельной стоимости изделия на единицу продукции;
- гибкость, связанную с расширением и оперативным изменением ассортимента продукции.

На рис. 1.4 представлена схема системы операто – ртехнологическое оборудование – технологический процесс. Рассматривая развитие машиностроения и различных видов технологического оборудования на протяжении многих десятилетий, мы видим, что структура этого комплекса остается без изменений, но существенно поменялись функции отдельных со-

ставляющих и произошло качественное изменение технологических процессов. Прежде всего, в большинстве случаев решена проблема формообразования для деталей и рабочих органов машин с одновременным использованием разнообразных новых материалов и покрытий. Как было показано ранее, компьютерные технологии позволяют по-новому организовывать технологические процессы.

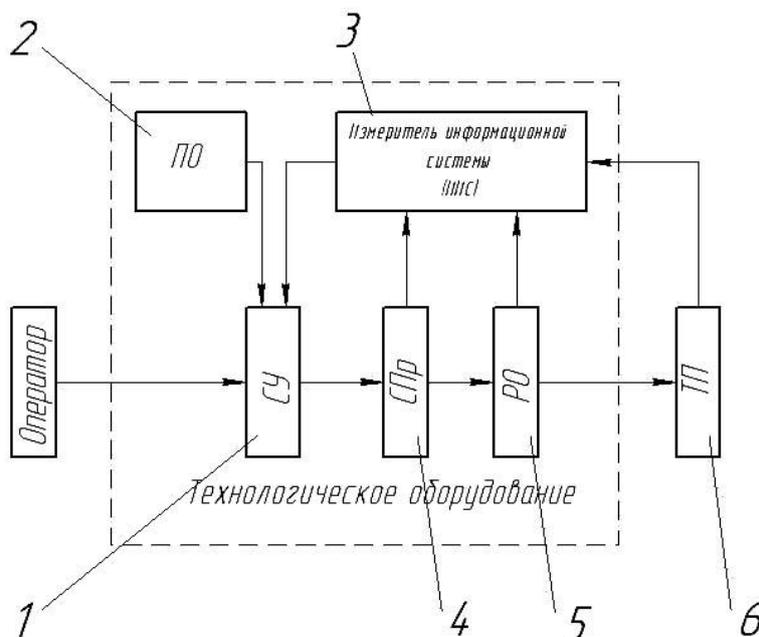


Рис. 1.4. Автоматизированная система оператор – технологическое оборудование – технологический процесс: 1 – система управления; 2 – программное обеспечение; 3 – измерительно-информационная система; 4 – система приводов; 5 – рабочие органы; 6 – технологический процесс

Успех в создании мехатронного технологического оборудования чаще всего предопределен разработкой принципиально новых технологических процессов. Она обеспечивается также успехами измерительной техники. Появление на рынке разнообразных мехатронных модулей позволяет решать задачи мониторинга и диагностики оборудования, ускоряя при этом процесс проектирования.

В настоящее время в российской промышленности и обществе можно выделить три проблемы:

1. Нехватка трудовых ресурсов.
2. Снижение энергопотребления технологическим оборудованием.

3. Невысокая конкурентоспособность российских изделий на мировом рынке и слабая защита от возможного копирования.

Нехватка трудовых ресурсов не может быть решена в течение ближайших десятилетий за счет повышения рождаемости. Единственный путь – повышение производительности технологического оборудования. Речь идет о повышении не только теоретической, но и фактической производительности, что может быть достигнуто в результате разработки рационального человеко-машинного интерфейса, отдаляющего оператора от объекта труда и позволяющего увеличить количество единиц одновременно обслуживаемого оборудования. Диагностика работоспособности узлов оборудования резко снижает вероятность случайных отказов, а модульный принцип построения обеспечивает оперативный ремонт.

Энергосбережение при разработке технологического оборудования осуществляется за счет применения менее энергоемких технологий, анализа режимов работы в целях выявления возможности использования разнообразных рекуперативных приводов, в результате снижения массы подвижных деталей и моментов инерции вращающихся деталей.

Повышенная конкурентоспособность мехатронного оборудования по сравнению с традиционным оборудованием обеспечивается, прежде всего, самой идеологией проектирования, а исключение возможности быстрого копирования – за счет разработки специализированных систем управления, размещенных в едином конструктивном исполнении со всеми остальными составными частями оборудования.

На рис. 1.5 представлена последовательность принятия решений при проектировании мехатронного технологического оборудования. На первом этапе задаются технологические задачи и определяются цели проектирования. На втором этапе разрабатывается технологический процесс. На третьем этапе производится моделирование процесса, определение его численных характеристик и допустимых предельных отклонений, поиск и выбор особых или критических точек. На четвертом этапе разрабатываются требования к системам: измерительно-информационной (ИИС), приводов (СП), управления (СУ) и к программному обеспечению (ПО). Пятый этап связан с разработкой перечисленных выше систем и программного обеспечения. Кроме того, на этом этапе разрабатываются и отдельные специ-

альные модули, в том числе и мехатронные, предназначенные только для данного конкретного оборудования. На последнем этапе производится конструктивное оформление изделия в соответствии со стандартными нормами.

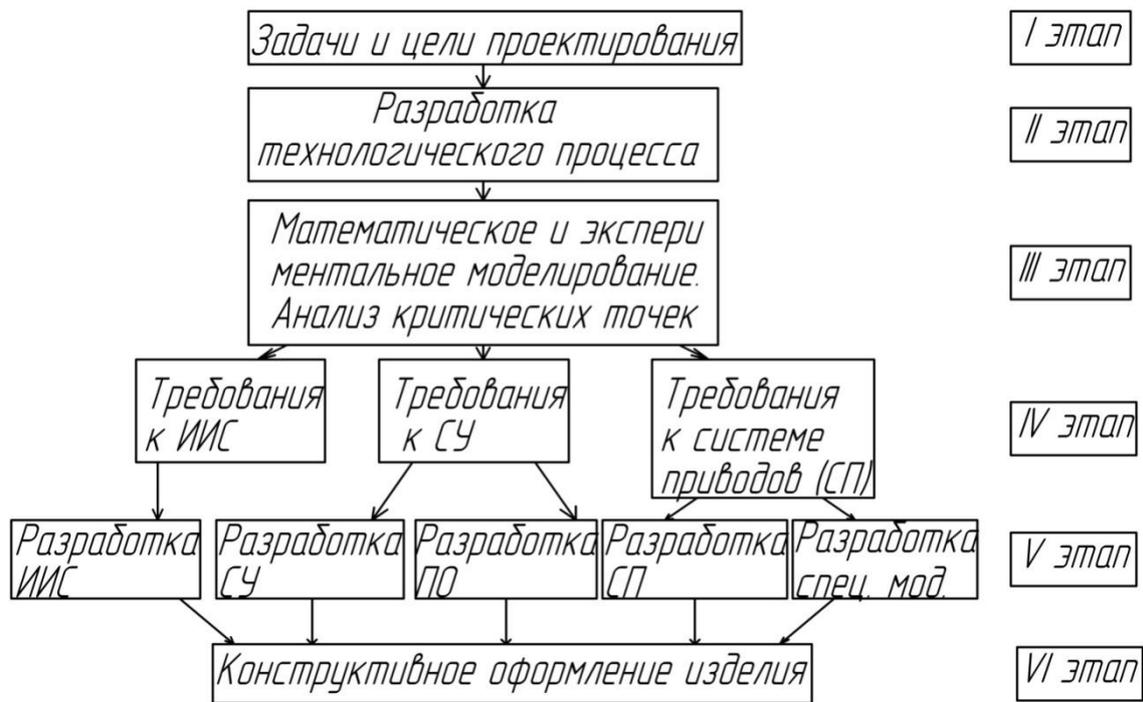


Рис. 1.5. Этапы проектирования мехатронного оборудования

Следует отметить, что возможны и другие точки зрения на принципы проектирования и любые разумные подходы к этому процессу в сочетании с задачами и целями проектирования, опирающиеся на весь арсенал современных научно-технических достижений и позволяющие создать высокоэффективное технологическое оборудование.

Глава 2.

МЕХАТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И МОДУЛИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ МАШИН

2.1. Мехатронные модули с рекуперацией энергии для возвратно-поступательных, возвратно-вращательных и шаговых приводов

Наиболее простым механизмом для возвратно-вращательного движения является четырехзвенный механизм с непрерывно вращающимся кривошипом и периодическим качанием коромысла.

Для возвратно-поступательных перемещений может использоваться кривошипно-ползунный механизм. И в первом и во втором случаях невозможно обеспечить выстой в крайних положениях выходного звена.

Применение кулачковых механизмов разнообразного конструктивного исполнения позволяет решить задачу выстоя выходного звена в крайних положениях, однако при этом еще остаются следующие недостатки, свойственные и рычажным механизмам.

- 1) динамические нагрузки, определяемые переменными первыми передаточными функциями;
- 2) значительные затраты энергии на разгон и торможение;
- 3) совпадение энергетического и информационного каналов, что при износе шарниров и рабочих поверхностей кулачков приводит к искажению заданных законов движения.

В цикловых механизмах для шаговых перемещений, при использовании двигателей с непрерывным вращением, чаще всего используется двухэтапное преобразование движений. На первом этапе вращательное движение преобразуется в возвратно-вращательное или возвратно-поступательное движение.

С этой целью могут использоваться рычажно-шарнирные, кулисные, кулачковые и рычажно-ползунные механизмы.

В последнее время в связи с широким использованием гидро- и пневмоприводов применяются цикловые механизмы, построенные с использованием гидравлических и пневматических цилиндров и храповых механизмов.

Для прямолинейного пошагового перемещения конвейерная система выполнена в виде развернутого храпового колеса, а упругие толкатели устанавливаются на выходном штоке пневмо- или гидроцилиндра.

Возможно использование и кулисных механизмов, где пневмо- или гидроцилиндр выполняет функцию кулисы.

В настоящее время немецкая фирма «Фесто» выпускает шаговые поворотные пневмодвигатели. В данном двигателе последовательно соединены неполповоротный пневматический привод и муфта свободного хода. Минимальный угловой шаг $0,4^\circ$, максимальный – 181° .

Цикловые механизмы для возвратно-вращательных и возвратно-поступательных движений, как правило, осуществляют различные перемещения рабочих органов технологического оборудования, непосредственно не связанные с выполнением рабочего процесса. К ним относятся:

- а) установочные перемещения инструмента и обрабатываемого изделия относительно некоторых баз;
- б) транспортирование заготовки с позиции загрузки на позицию обработки и готовых изделий с позиции обработки на позицию разгрузки;
- в) перемещения, связанные со сменой инструмента в многооперационных станках;
- г) перемещения элементов, обеспечивающих изменение режимов обработки (скоростей вращения шпинделя, подач и т. д.).

Механизмы, выполняющие вспомогательные перемещения, могут иметь различное конструктивное воплощение, в частности, они могут быть тождественны приводам подач (например, на станках сверлильно-расточной группы), выполнены в виде специальных транспортных устройств, механизмов смены инструмента, промышленных роботов. Устройства последних двух типов, как правило, состоят из нескольких механизмов автономного действия. Основная задача таких механизмов или их отдельных узлов состоит в том, чтобы переместить некоторую массу на заданное расстояние с заданной точностью за минимальное время. При этом

процесс движения механизма должен удовлетворять ряду ограничений: максимальные инерционные силы, возникающие в звеньях механизма (а следовательно, и развиваемые ускорения), не превышают заданных пределов, устанавливаемых по условиям прочности деталей и долговечности механизма или по условиям выполнения механизмом его технологического назначения; максимальная скорость выходного звена механизма ограничивается возможностями источника энергопитания и приводного двигателя; переходные процессы при остановке механизма в заданном положении слабоколебательные (иногда апериодические и даже монотонные), что обусловлено необходимостью подхода к заданному положению с одной стороны.

Расчет позиционного механизма состоит в определении оптимального по быстродействию закона движения и в выборе конструктивных параметров при учете всех указанных ограничений. Если время перемещения выбрано из каких-то соображений, связанных с расчетом общего цикла функционирования машины, то закон движения определяется из условия минимума инерционных сил (ускорений).

Из теории оптимального управления [8] известно решение задачи об оптимальном по быстродействию управлении перемещением массы из начальной точки x_0 в конечную точку x_1 . При решении этой классической задачи вводится единственное ограничение по ускорению. Оптимальный по времени цикл позиционирования состоит из двух равных участков разгона и замедления (с максимально допустимым ускорением).

Если время перемещения от x_0 до x_1 задано, то такой закон движения позволяет осуществить это перемещение с минимальными ускорениями. что давно установлено в теории кулачковых механизмов. Идеальный закон не учитывает, однако, всех остальных ограничений и позволяет оценить верхний предел быстродействия, которого можно достичь в механизме с заданной массой и известными силовыми характеристиками приводной установки.

Учет ограничения по максимальной скорости приводит к «деформации» оптимального закона (рис. 2.12).

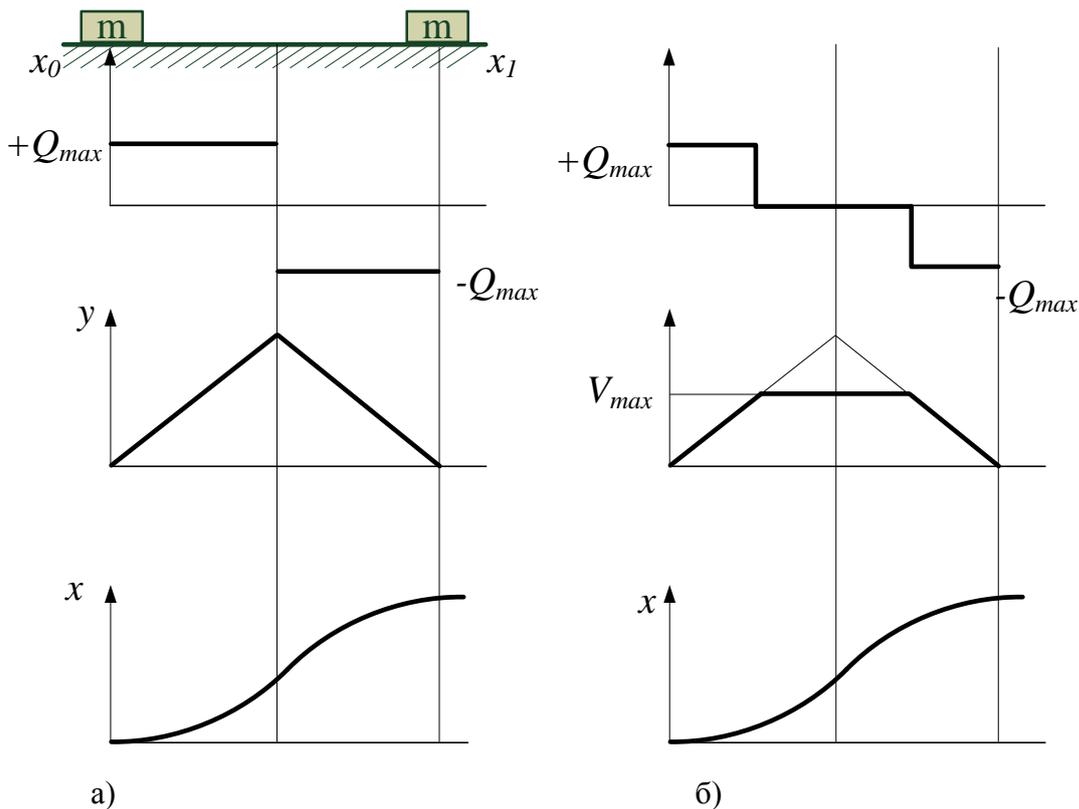


Рис .2.1.2 Оптимальные циклы позиционирования: *a* – треугольный закон изменения скорости; *б* – трапецидальный закон изменения скорости

При таком симметричном оптимальном цикле позиционирования максимальное ускорение на участках разгона и торможения определяется зависимостью

$$a = \frac{V_{max}^2}{v_{max}T - X} \quad (2.1)$$

где V_{max} – максимальная скорость на участке установившегося движения; T – время перемещения; X – длина пути (длина отрезка $[x_0, x_1]$).

Когда $V_{max} = \frac{aT}{2}$ (рис. 2.12, *a*), из формулы (2.1) получим

$$a = \frac{4X}{T^2} \quad (2.2)$$

Зависимости (2.1) и (2.2) используются для оценки значения максимальной мощности, которую должен развивать привод позиционного механизма для преодоления инерционной нагрузки:

$$P_{ин.мах.} = mav_{max} = m \frac{v_{max}^3}{v_{max}T - X}$$

При $v_{max} = \frac{aT}{2}$

$$P_{ин.мах.} = 8m \frac{x^2}{T^3},$$

где m – приведенная масса подвижных частей механизма.

Помимо затрат энергии на разгон привод преодолевает силы трения в различных опорах, например, при перемещении массы в направляющих с опорами скольжения или качения работа сил трения в направляющих будет такой:

$$A = mgfx,$$

а мощность привода определяется с помощью выражения

$$P = mgfx/t.$$

Тогда суммарная минимальная мощность привода будет равна

$$P_{min} = 8m \frac{x^2}{t^3} + mgf \frac{x}{f}.$$

Для оптимального цикла позиционирования определим соотношение между заданным перемещением и временем цикла, обеспечивающее равенство мощностей на разгон и преодоление сил трения, которые получим из равенства

$$P_{ин.} = P_{тр.}$$

Раскрыв равенство (2.3), найдем

$$X = \frac{gft^2}{8}.$$

При

$$x > \frac{fgt^2}{8}.$$

мощность привода на разгон системы выше мощности затраченной на преодоление сил трения.

Затраты энергии в условном цикловом приводе без учета сил полезных сопротивлений и диссипативных сил при заданных быстродействии и приведенной массе или приведенном моменте инерции равны максимальной кинетической энергии и определяются соответственно из следующих выражений:

$$A = \frac{m_{пр} \dot{X}^2}{2},$$

$$A = \frac{J_{\text{пр}} \dot{q}^2}{2}.$$

Легко показать, что

$$A = \frac{2mX^2}{t^2}$$

$$A = \frac{2Jq^2}{t^2}.$$

Мы видим, что затраты энергии в классических цикловых механизмах существенно возрастают при повышении быстродействия. Задача снижения энергозатрат может быть решена при использовании мехатронных рекуперативных приводов. Одним из первых приводов подобного типа являлась механическая рука [4], запатентованная в Советском Союзе в 1975 г. На рис. 2.13 представлена схема манипулятора с рекуперативным приводом, предназначенная для загрузки технологического оборудования.

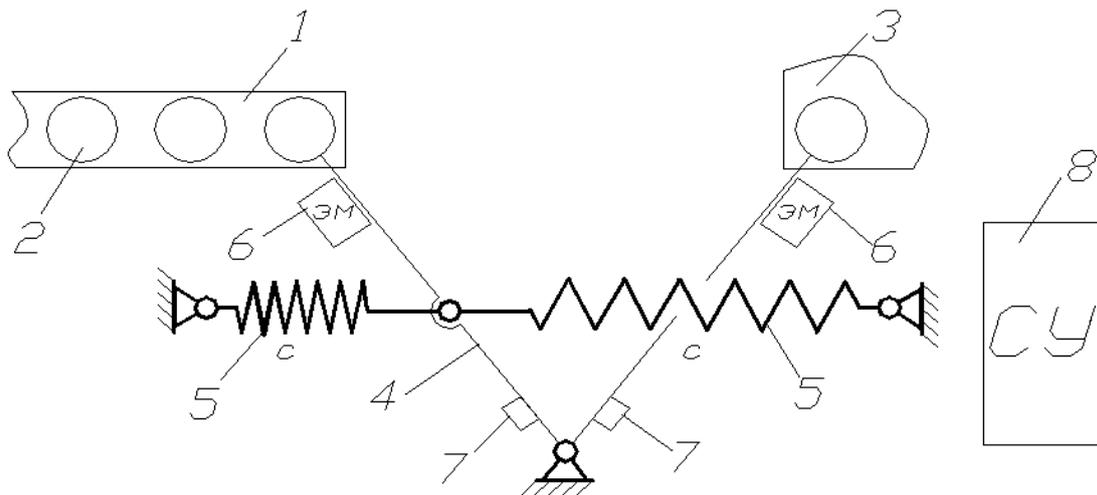


Рис. 2.13. Схема манипулятора для загрузки технологического оборудования: 1 – конвейер подающий; 2 – детали; 3 – оборудование; 4 – рычаг с захватом; 5 – пружины; 6 – электромагниты; 7 – датчики положения; 8 – система управления

Поворотное звено 4 совершает вращательное движение вокруг вертикальной оси и шарнирно соединено с двумя цилиндрическими пружинами 5, шарнирно закрепленными на основании. На поворотном звене закреплены постоянные магниты, а на основании установлены электромагниты 6, которые при включении одной полярности обеспечивают притягивание

постоянного магнита, а при включении другой полярности – отталкивание. При таком исполнении сочетание электромагнита с постоянным магнитом создает за время поворота два силовых импульса: один – в начале поворота, а второй – в конце. Если суммарная работа этих силовых импульсов равна работе диссипативных сил, определяемых трением в шарнирах и внутренним трением в цилиндрических пружинах, то остановка в точках позиционирования происходит с нулевой скоростью.

Пружины 5 поочередно выполняют функцию аккумуляторов потенциальной энергии, которая расходуется на разгон поворотного рычага. В среднем положении система имеет максимальную кинетическую энергию, которая затем переходит в потенциальную энергию другой пружины. Фиксация поворотного рычага в крайних положениях обеспечивается тем, что сила притяжения электромагнита больше усилия пружины. Помимо того что затраты энергии снижаются в несколько раз, легко обеспечивается управляемый выстой заданной протяженности или требованиями синхронизации с работой смежного оборудования.

Если работа силовых импульсов больше работы диссипативных сил, то при установке на упор, в нашем случае на электромагнит, скорость соударения определяется с помощью уравнения:

$$A_{\text{сил.имп.}} - A_{\text{д.с.}} = \frac{1}{2} J_{\text{пр}} \dot{q}^2$$

и

$$\dot{q} = \sqrt{2 (A_{\text{сил.имп.}} - A_{\text{д.с.}}) / J_{\text{пр}}} .$$

Если на поворотном рычаге будут установлены магнитные материалы, то в конце поворота будет только один силовой импульс.

Отличия двух вариантов исполнения заключается только в том, что в первом случае мы имеем два симметричных силовых импульса и время поворота определяется полупериодом колебаний рассматриваемой колебательной системы. Во втором случае увеличится период колебаний и время поворота.

По структуре рекуперативный привод близок к модели часовых механизмов. Основной задачей в теории часов является стабилизация периода в

колебательной системе, в которой спусковой механизм воздействует на последнюю в виде мгновенных ударов или импульсов.

Английский астроном Д. Эри, в результате исследований влияния внешних импульсов, сообщаемых колеблющемуся маятнику, в период колебаний, сформулировал следующую теорему: мгновенный импульс, направленный к положению равновесия, уменьшает период; импульс, направленный от положения равновесия, увеличивает период; импульс в положении равновесия оставляет период без изменений [9].

Отметим также, что в колебательных системах сухое трение стабилизирует период колебаний.

Постоянная сила, действующая в системе на всем полупериоде колебаний, не изменяет период колебаний.

Во всех рекуперативных приводах с пружинными аккумуляторами последние выполняют две основные функции: двигатель во время разгона и рекуператор энергии во время торможения. Для компенсации диссипативных сил используются различные виды двигателей: электрических, пневматических и гидравлических. Мощность этих двигателей в несколько раз меньше мощности, развиваемой пружинным аккумулятором. Закон движения выходного звена определяется силовой или моментной характеристикой пружинных аккумуляторов. В большинстве случаев эти характеристики для пружинных аккумуляторов в возвратно-поступательных и возвратно-вращательных приводах линейные, что требует использования фиксаторов.

В зависимости от решаемых задач возможно использование плоских, спиральных и цилиндрических пружин сжатия или растяжения.

На рис. 2.14 представлен цикловой механизм, в котором звено для переноса изделий выполнено в виде плоской пружины, отсутствуют какие-либо шарниры и только на конце пружины установлены постоянные магниты, взаимодействующие с электромагнитами, расположенными вблизи точек позиционирования, а так же датчики положения [11]. Работа данного механизма аналогична работе рекуперативного привода, представленного на рис. 2.13.

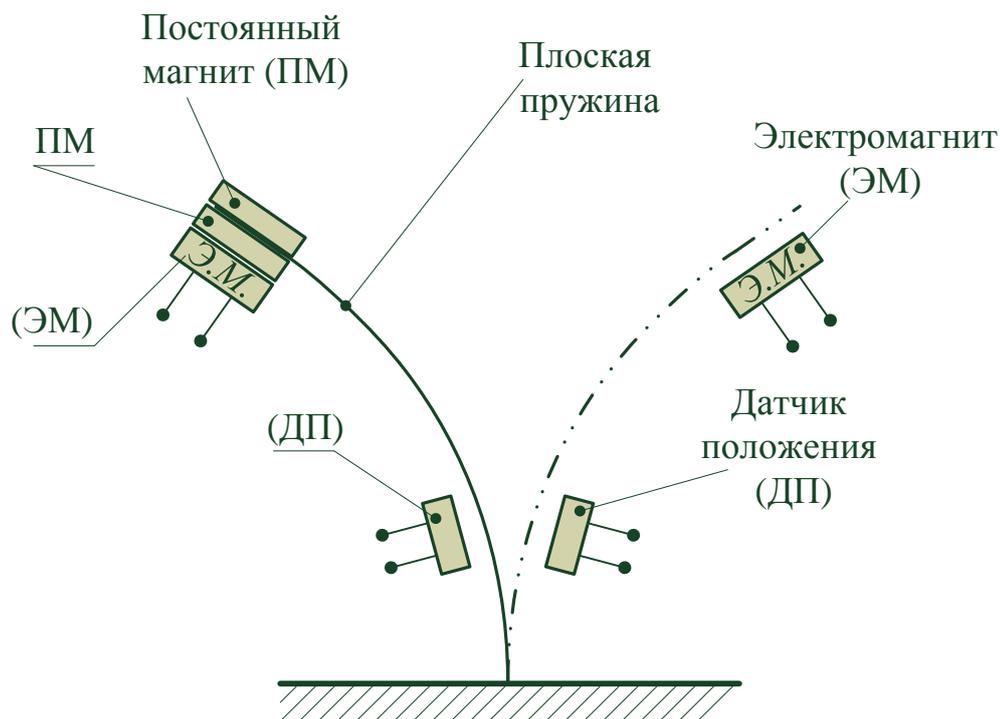


Рис. 2.14. Схема рекуперативного привода с плоской пружиной

В рекуперативных приводах применяются также нелинейные пружинные аккумуляторы.

Простейшим примером нелинейных аккумуляторов является пружинный аккумулятор в виде цилиндрической пружины растяжения, шарнирно соединенной с ведомым звеном, совершающим вращательное движение (рис 2.15).

Зависимость момента от угла поворота для рассматриваемого пружинного аккумулятора имеет вид

$$M = 2ar \left\{ \sin \left(1 - \frac{s_{01}}{\sqrt{a^2 + r^2 + 2ar \cos q}} \right) C + P_0 \frac{\sin q}{\sqrt{a^2 + r^2 + 2ar \cos q}} \right\} . \quad (2.4)$$

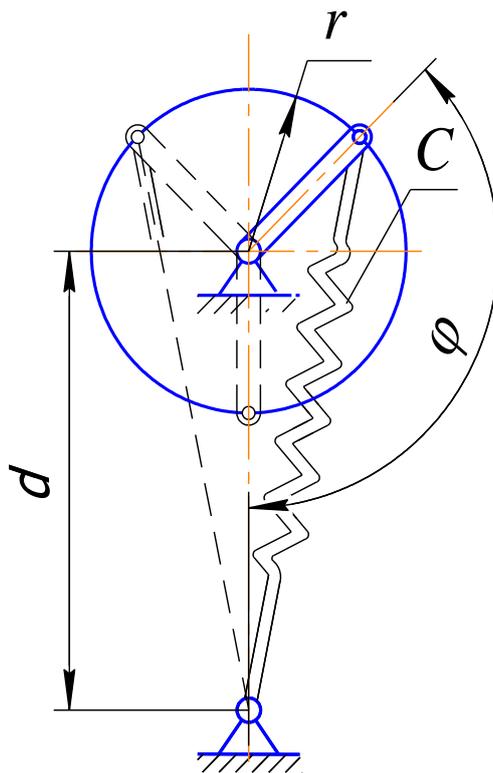


Рис. 2.15. Кинематическая схема нелинейного пружинного аккумулятора

В отличие от линейных пружинных аккумуляторов, где потери связаны с внутренним трением, в нелинейных пружинных аккумуляторах ПА существенную роль играют потери на преодоление сил трения в шарнирных соединениях.

Для определения приведенного момента трения к оси ведущего звена рекуперативного привода (рис. 2.16) используем уравнение мгновенных мощностей

$$N_{\text{тр.пр.}} = N_{\text{тр}}^0 + N_{\text{тр}}^{01} + N_{\text{тр}}^{02}, \quad (2.5)$$

где $N_{\text{тр.пр.}}$ – приведенная мгновенная мощность сил трения в шарнире O ; $N_{\text{тр}}^0$ – мгновенная мощность сил трения в шарнире O ; $N_{\text{тр}}^{01}$ – мгновенная мощность сил трения в шарнире O_1 ; $N_{\text{тр}}^{02}$ – мгновенная мощность сил трения в шарнире O_2 .

Поскольку во вращательных парах момент трения $M_{\text{тр}} = Pf \frac{d}{2}$, где

P – нагрузка на шарнир, f – приведенный коэффициент трения, d – диаметр соответствующей оси, уравнение (2.5) можно записать в виде

$$M_{\text{тр.пр.}} \dot{q} = M_{\text{тр}}^0 \dot{q} + M_{\text{тр}}^{01} \dot{q}_1 + M_{\text{тр}}^{02} \dot{q}_2$$

$$\text{или } M_{\text{тр.пр.}} \dot{q} = M_{\text{тр}}^0 \dot{q} + P_{\text{пр}} f \frac{d_3}{2} \dot{q}_1 + P_{\text{пр}} f \frac{d_3}{2} \dot{q}_2,$$

$$M_{\text{тр.пр.}} = P_{\text{пр}} \cos q_1 f \frac{d}{2} + P_{\text{пр}} f \frac{d_3}{2} \frac{(q_1 + q_2)}{q}.$$

Легко показать, что в рассматриваемом механизме $\dot{q}_1 + \dot{q}_2 = \dot{q}$ и уравнение приведенного момента имеет вид

$$M_{\text{тр.пр.}} = \frac{P_{\text{пр}} f}{2} (d \cos q_1 + d_3).$$

Ранее было определено усилие пружины. Тогда закон изменения момента трения определяется из решения следующей системы уравнений:

$$M_{\text{тр.пр.}} = \frac{P_{\text{пр}} f}{2} (d \cos q_1 + d_3) = \frac{P_{\text{пр}} f d}{2} \left(\cos q_1 + \frac{d_3}{d} \right);$$

$$P_{\text{пр}} = (r \cos q_1 + a \cos q_2) C;$$

$$\sin q_1 = \frac{d}{L_{\text{пр}}} \sin q;$$

$$\sin q_1 = \frac{r}{L_{\text{пр}}} \sin q;$$

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пр}}^{\text{max}} \frac{\cos q_1 - \left(\frac{d}{r} \right) \cos q_2}{2}$$

$$L_{\text{пр}} = \sqrt{a^2 + r^2 - 2ar \cos q};$$

$$M_{\text{пр.тр.}} = P_{\text{пр}}^{\text{max}} f \frac{d}{2} \left(\cos^2 \frac{q}{2} + \cos \frac{q}{2} \frac{d_1}{d} \right).$$

Работа сил трения на угле поворота

$$A = 2 \int_0^\pi M_{\text{пр.тр.}} dq = 2 P_{\text{пр}}^{\text{max}} f \frac{d}{2} \left(\int_0^\pi \cos^2 \frac{q}{2} + \frac{d}{a} \int_0^\pi \cos \frac{q}{2} \right).$$

Исходными данными для расчета характеристик пружинного аккумулятора являются приведенный к оси пружинного аккумулятора момент инер-

ции нагрузки $J_{\text{пр}}$ и время поворота, равное времени выполнения рабочего перехода.

Если пренебречь всеми возможными диссипативными силами, то потенциальная энергия пружинного аккумулятора перейдет в кинетическую энергию механизма, и следовательно,

$$V_{\text{пр}}^{\text{max}} = T_{\text{max}} = \frac{J_{\text{пр}} \dot{q}_{\text{max}}^2}{2} = 2cr^2.$$

Для предварительных расчетов целесообразно использовать модель пружинного аккумулятора, с синусной характеристикой.

Зная время поворота ведущего звена пружинного аккумулятора можно определить среднюю скорость

$$\dot{q}_{\text{ср}} = \frac{2\pi}{t}.$$

Для пружинного аккумулятора с синусной моментной характеристикой

$$\dot{q}_{\text{max}} = \frac{\pi}{2} \dot{q}_{\text{ср}} = \frac{\pi}{2} \frac{2\pi}{t} = \frac{\pi^2}{t}.$$

Подставив значение \dot{q}_{max} , получим

$$V = \frac{J_{\text{пр}} \pi^4}{2t^2}$$

$$\text{или } P_{\text{пр}} r = \frac{J_{\text{пр}} \pi^4}{2t^2}$$

Выбор радиуса закрепления пружины определяется с позиций уменьшения сил трения, при увеличении снижаются диссипативные потери, но увеличиваются массогабаритные характеристики, поэтому здесь необходим поиск рациональных решений.

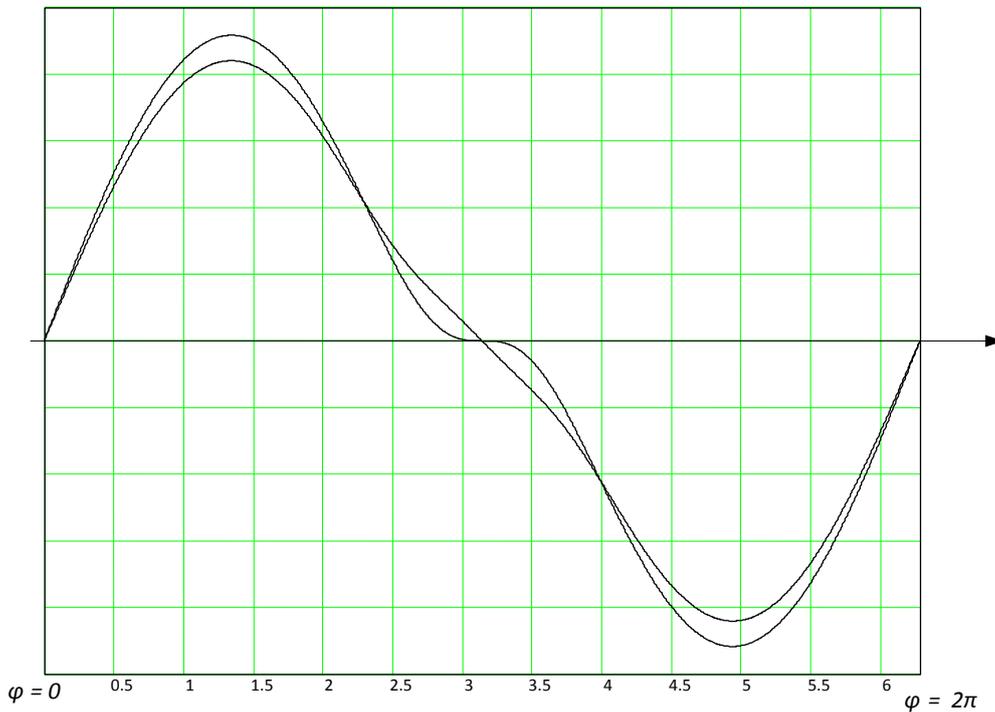


Рис. 2.16. Изменение момента от угла поворота

Выбор параметров пружин для нелинейных аккумуляторов с $a > r$ можно вести по формулам пружинного аккумулятора с синусной моментной характеристикой, единственная погрешность заключается в том, что закон изменения угловой скорости будет отличаться от закона $\dot{q} = \dot{q}_{max} \sin q/2$, но, построив математическую модель такого аккумулятора, можно определить время поворота и внести коррективы в выбор или усилия пружины или радиуса r .

Максимальная запасенная потенциальная энергия

$$V = 2cr^2 = P_{пр}^{max} r,$$

где $2cr = P_{пр}^{max}$ – максимальное усилие.

Определим закон изменения угловой скорости шагового рекуперативного привода для пружинного аккумулятора с синусной моментной характеристикой.

Уравнения полной механической энергии (без учета сил трения) имеет вид

$$E = \frac{J_{пр}\dot{q}^2}{2} + 2cr^2 \cos^2 \frac{q}{2} = 2cr^2.$$

Решая уравнение (2.6) относительно \dot{q} , получим

$$\dot{q} = 2 \sqrt{\frac{cr^2}{J_{пр}}} \sin \frac{q}{2},$$

а максимальная скорость в положении устойчивого равновесия, когда $q = \pi$, будет такой:

$$\dot{q}_{max} = 2 \sqrt{\frac{cr^2}{J_{пр}}}.$$

При этом средняя угловая скорость привода определяется так:

$$\dot{q}_{ср} = \frac{\int_0^\pi 2 \sqrt{\frac{cr^2}{J}} \sin \frac{q}{2} dq}{\pi} = \frac{2 \sqrt{\frac{cr^2}{J}} \int_0^\pi \sin \frac{q}{2} dq}{\pi} = \frac{4 \sqrt{\frac{cr^2}{J}}}{\pi} = \frac{4}{\pi} \sqrt{\frac{cr^2}{J}}.$$

На рис. 2.17 представлен неререверсивный рекуперативный шаговый привод для поворотного стола с углом поворота, равным 2 . Он состоит из пружинного аккумулятора с одной цилиндрической пружиной и пневмоцилиндра, соединенных с выходным звеном. Пневмоцилиндр служит для компенсации диссипативных потерь в шарнирах пружинного аккумулятора и выполняет функцию фиксатора при нахождении выходного звена в начальном положении

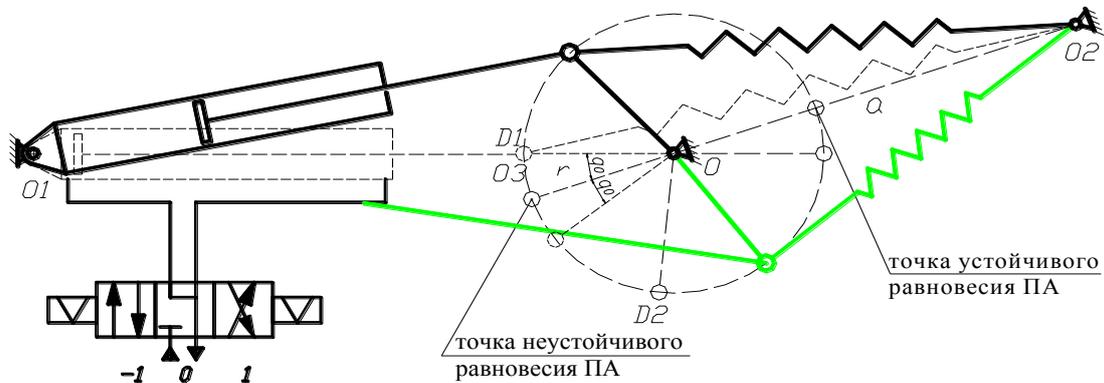


Рис.2.17. Неререверсивный шаговый рекуперативный привод

На рис. 2.18 представлены алгоритм управления и моментные характеристики неререверсивного шагового привода.

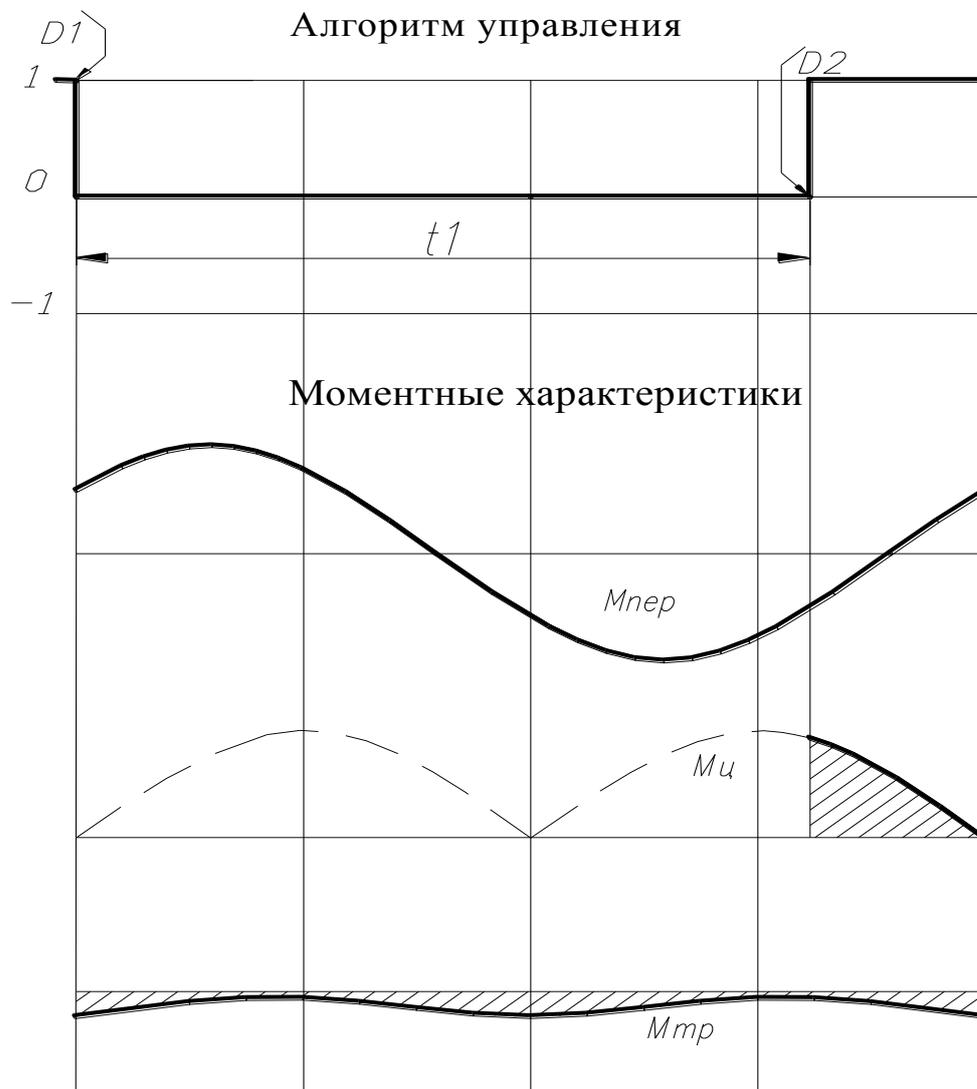


Рис. 2.18. Моментные характеристики нереверсивного шагового привода и алгоритм управления

2.2. Мехатронные модули дозирования жидкостей и сыпучих материалов

В технологических процессах производства продукции можно выделить два вида дозирования:

- технологическое дозирование;
- дозирование продукции в потребительскую тару.

Нормы точности на технологическое дозирование определяются рецептурой и в данном пособии не рассматриваются.

Нормы точности на количество фасованной продукции в потребительской таре определяются ГОСТ 8. 575 – 2001.

Для оценки реально требуемой точности рассмотрим действующие нормативные документы. Приведем пределы допустимых отрицательных отклонений T содержимого нетто-упаковки от ее массы согласно требованиям к количеству фасованных товаров в упаковках любого вида при их производстве, расфасовке, продаже и импорте [10]:

Таблица 2.1.1. Пределы допускаемых отрицательных отклонений содержимого нетто от номинального количества (не более 10 кг)

Номинальное количество нетто М, г					Предел допускаемых отрицательных отклонений	
					% от М	г
Св.	5	до	50	включ.	9	-
>>	50	>>	100	>>	-	4,5
>>	100	>>	200	>>	4,5	-
>>	200	>>	300	>>	-	9
>>	300	>>	500	>>	3	-
>>	500	>>	1000	>>	-	15
>>	1000	>>	10000	>>	1,5	-

В соответствии с ГОСТ Р.8.579 – 2001 «Требования к количеству фасованных товаров в упаковках любого вида при их производстве, расфасовке, продаже и импорте», гармонизированного с европейской директивой 76/211/ЕС Совета от 29 марта 1976 г., предприятия-изготовители, фасовщики, сотрудники оптовой и розничной торговли при фасовании продукции в упаковки с одним и тем же значением потребительского товара, указанного на всех упаковках, должны выполнять следующие требования:

- не превышать предел допустимых отрицательных отклонений T содержимого нетто упаковочной единицы (см. с.40);
- партия фасованных товаров в упаковках одинакового номинального количества с обозначением массы, не превышающей 10 кг, должна

иметь среднее содержимое нетто не менее номинального количества, указанного на упаковке;

- количество бракованных единиц в партии не должно превышать 2 % размера партии;

- в бракованных упакованных единицах не должно быть ни одной упаковочной единицы, у которой отрицательное отклонение содержимого нетто от номинального количества превышает двойной предел допустимых отрицательных отклонений;

- для фасованных товаров с массой нетто, превышающей 10 кг, требования к среднему содержимому партии товаров не регламентируются, а количество отрицательных отклонений содержимого нетто не должно превышать количество положительных отклонений.

Упаковка, в которой фактическое значение массы $M_{\text{факт}} \geq M - T$, считается годной для выпуска в обращение. Если $M_{\text{факт}} < M - T$, то упаковка считается бракованной и в партии товара допускается присутствие не более 2 % бракованных изделий.

С учетом последнего требования партия фасованных товаров, подвергаемая проверке, должна быть кратна 100. При настройке дозаторов прежде всего необходимо определить среднее квадратическое отклонение, которое по требованиям стандарта меньше половины допустимого отрицательного отклонения T . Поскольку среднее арифметическое каждой последующей партии фасованных товаров будет отличаться от предыдущей как в плюс так и в минус, то для обеспечения требований стандарта к упаковкам с массой продукта до 10 кг следует настраивать дозаторы на дозирование в «плюс». Значение этого «плюса», который можно рассматривать как подарок покупателю, должно составлять не менее 0,2 фактического значения средней квадратической погрешности дозатора. При любой случайной выборке 100 единиц фасованной продукции среднее содержимое партии будет больше или равно номинальному значению. Настройка дозаторов должна проводиться с использованием контрольных весов, чувствительность которых меньше $0,02T$. Для контрольных проверок в процессе производства рекомендуется использовать весы с чувствительностью не более $0,1T$.

Если в единичной упаковке масса продукции меньше 5 г, то в реализацию продукция поступает в групповой потребительской упаковке, содержащей несколько единиц с номинальной массой, как правило намного превышающей 5 г. При этом допуск на погрешность определяется массой суммарного продукта. Например, пакетики с чаем содержат по 2 г продукта и продаются в упаковках по 25, 50 и 100 штук. Если один и тот же дозатор последовательно используется для упаковок с различным количеством единичной продукции, то максимально допустимое погрешность дозатора определяется из соотношения $0,2T$, где T – допустимое отрицательное отклонение для номинальной массы упакованного продукта в групповой потребительской таре.

На рисунке 2.19 представлен мехатронный объемный дозатор с цифровым заданием объема дозы.

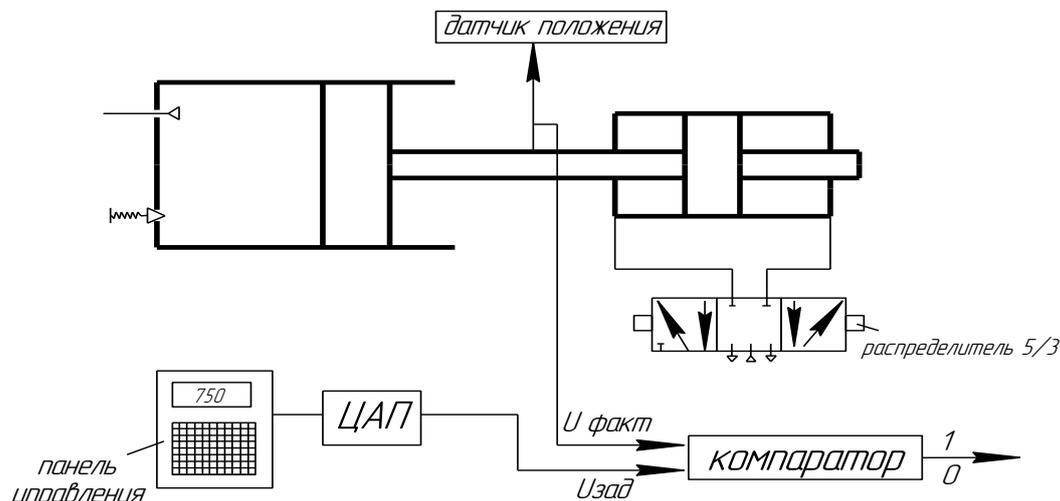


Рис. 2.19. Мехатронный дозатор для розлива вязких жидкостей

Дозатор состоит из мерного цилиндра, поршня, всасывающего и выпускного клапанов. Поршень цилиндра связан со штоком пневмоцилиндра, который через трубопровод соединен с пневмораспределителем 5/3 и двумя управляющими катушками, связанными с системой управления, а шток пневмоцилиндра – также с линейным датчиком, выход которого связан с входом компаратора. Кроме того, дозатор снабжен панелью управления, которая через цифро-аналоговый преобразователь соединена с двухпороговым компаратором.

Если сигналы $U_{\text{зад}}$ и $U_{\text{факт}}$, поступающие в компаратор, совпадают, то на его выходе появляется сигнал I , и распределитель переключается в другое крайнее положение. Если датчик положения определит, что тары нет, то система управления переключит распределитель в нейтральное положение, в котором он будет находиться до тех пор, пока тара не появится на позиции розлива.

Время цикла определяется суммарным временем наполнения и опорожнения мерного сосуда и временем выстоя, определяемым технологическим процессом, принятым в конкретном фасовочном оборудовании (рис 2.20).

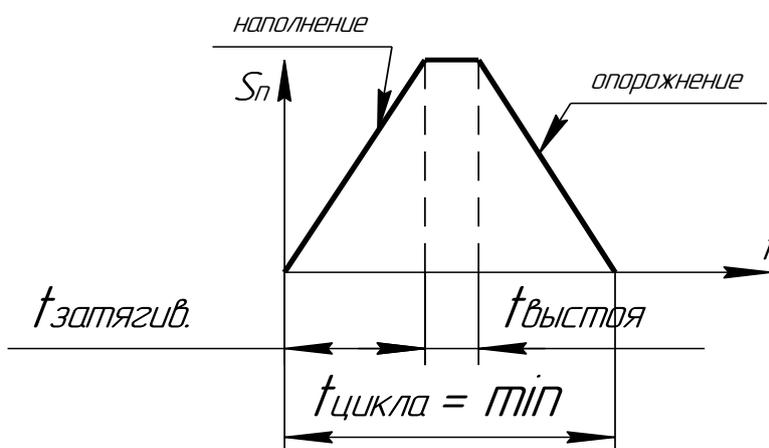


Рис. 2.20. Циклограмма работы объемного дозатора

Наиболее высокая производительность наблюдается в том случае, когда время выстоя равно нулю. Если смена тары под дозатором происходит за время наполнения, то уменьшать время наполнения мерного сосуда в объемном дозаторе нецелесообразно. Высокая производительность фасовочного оборудования может быть достигнута за счет увеличения количества дозаторов, работающих одновременно. В первом случае применяются карусельные машины, во втором – линейные автоматы, в которых используется порядная установка дозаторов и одновременный групповой розлив в тару, расположенную в кассетах или в транспортной таре (ящиках).

На рис. 2.21 представлена схема устройства для объемного дозирования при групповом розливе. В герметичном корпусе 1 устанавливается заданное количество сифонов, выполненных в виде коленообразных трубок 2. Тара для розлива поддается или в транспортной таре (ящиках), или в касетах. В литературе иногда этот способ розлива называют кассетным. Дозатор снабжен двумя емкостными датчиками уровня 3 и 4, которые определяют суммарный объем доз и установлены на смотровой трубке 5. Дозатор имеет привод и клапан 9.

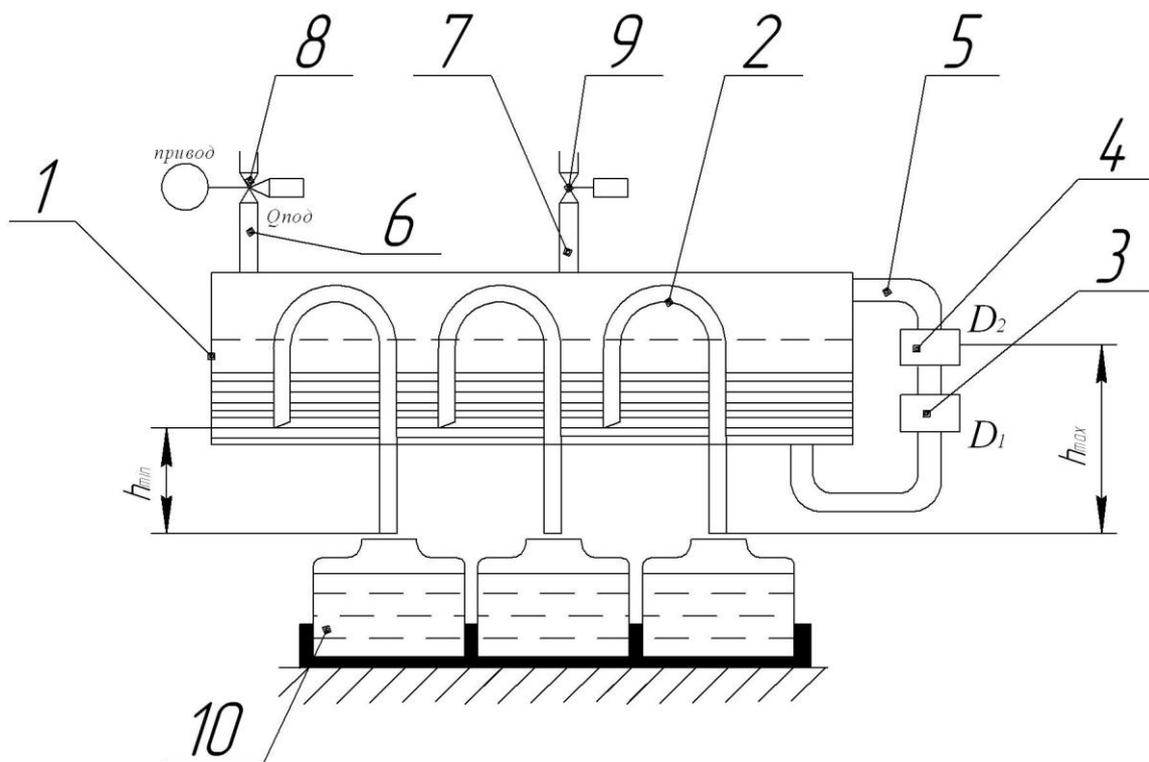


Рис. 2.21 Объемный дозатор для группового розлива

Корпус снабжен патрубками 6 и 7. Патрубок 6 соединяет внутренний объем дозатора через распределитель 8 или с атмосферой, или с источником повышенного давления. Через патрубок 7 при открытом клапане 9 в дозатор поступает дозируемая жидкость. Когда жидкость дойдет до уровня срабатывания датчика 4, система управления дает сигнал на закрытие клапана 9 и переключение распределителя 8 на подачу избыточного давления в дозатор. Под действием избыточного давления жидкость начнет сливаться из сосуда через сифонные трубки.

Поскольку все сифонные трубки имеют одинаковые геометрические характеристики, то теоретически расходные характеристики у них тоже одинаковы, что и обеспечивает равенство доз $Q_i = Q_{i-1}$. Расход жидкости определяется с помощью выражения

$$Q_{сн} = \mu \frac{\pi d^2}{4} \sqrt{2g \frac{\Delta p}{\rho}}, \quad \text{где } \Delta p = p_{сн} - p_{CO_2}$$

Интегральные дозаторы – это дозаторы непрерывно-циклического действия. Величина дозы продукта пропорционально времени его отмеривания.

Объем дозы при интегральном дозировании зависит от расхода, с которым происходит розлив, и от времени и определяется интегрированием расхода жидкости по времени:

$$V_o = \int_0^t Q(t) dt, \quad (2.7)$$

где Q – расход жидкости; t – время розлива

При дозировании жидких продуктов в потребительскую тару вместимостью до 10 л в первом приближении можно принять закон дозирования в соответствии с рис. 2.22.

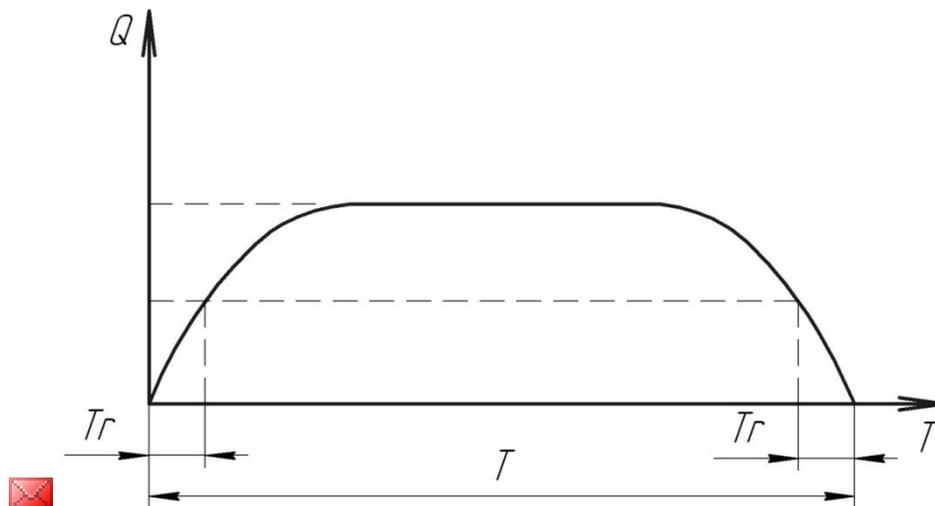


Рис. 2.22. Изменение расхода жидкости при интегральном дозировании

Под временем дозирования T будем понимать промежуток времени от момента подачи управляющего сигнала на катушку распределителя до момента отключения этого сигнала.

Введем также понятие времени переключения T_r , под которым понимается интервал времени между моментом включения или отключения электрического тока через катушку распределителя и моментом, когда давление или расход достигнет 50 % от его максимального значения. Время переключения зависит от типа клапана, вида продукта, давления потока и его вязкости, рода электрического тока (постоянный или переменный).

Если расход жидкости постоянен, то формула (2.7) преобразуется следующим образом:

$$V_d = Q t_{om}, \quad (2.8)$$

где t_{om} – время розлива, или время открытия клапана.

Отсюда следует, что при постоянстве расхода существенно упрощается система управления, так как для розлива продукции достаточно открыть дозирующий клапан на постоянные промежутки времени и таким образом получить серию постоянных, с достаточной точностью доз. Расход жидкости через клапан определяют по формуле

$$Q = \mu f \sqrt{2gH}, \quad (2.9)$$

где μ – коэффициент расхода, f – площадь отверстия, через которое происходит истечение жидкости, H – уровень жидкости в резервуаре по отношению к уровню, на котором истекает жидкость.

Погрешность интегрального дозирования определяется непостоянством расхода жидкости за время дозирования и непостоянством времени переключения при открытии и закрытии клапана. Задача обеспечения постоянства расхода жидкости актуальна не только для систем дозирования в фасовочном оборудовании, но и во многих технологических процессах, например в системах водоподготовки, очистки канализационных стоков, поточной пастеризации и стерилизации молочной продукции и т. д. В настоящее время разработано достаточно большое количество стабилизаторов расхода жидкости, но в данном пособии рассмотрены только те устройства, которые, по нашему мнению, наиболее предпочтительны для использования в системах дозирования в потребительскую тару.

Рассмотрим конструкцию дозатора на основе сосуда Мариотта (рис.2.23). Сосуд 1 герметично закрыт и в процессе розлива связан с атмосферой только посредством трубки 2, которая одним концом погружена в жидкость.

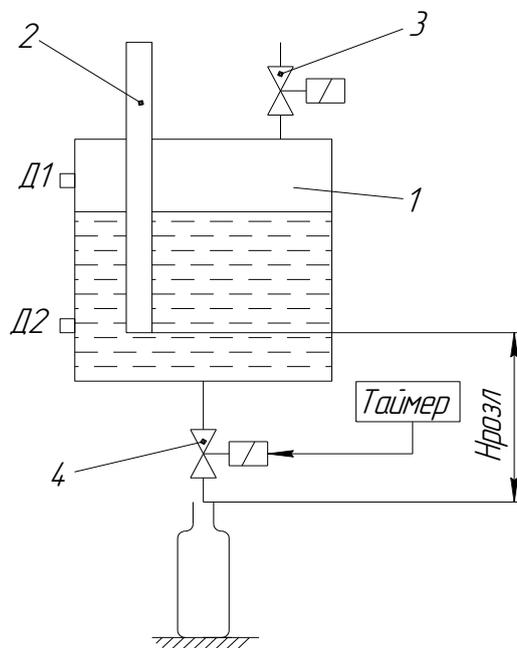


Рис. 2.23. Система дозирования с использованием сосуда Мариотта

Перед началом розлива жидкость поступает в сосуд 1 через клапан 3. Когда сосуд 1 заполнен, срабатывает датчик D1, и клапан 3 перекрывается. Жидкость заполняет сосуд 1 и трубку 2 таким образом, чтобы в них был одинаковый уровень жидкости. Далее начинается розлив, клапан 4, управляемый таймером 5, начинает открываться и закрываться с заданной периодичностью. При вытекании некоторого количества жидкости из сосуда, так как он сверху герметично закрыт, в нем образуется вакуум. Уровень жидкости в трубке 2 опускается до ее низа, и далее воздух начинает подсасываться в сосуд через эту трубку. Причем сохраняется баланс таким образом, чтобы жидкость в трубку не поступала, а в сосуде сохранялся вакуум в объеме, при котором давление в жидкости на уровне конца трубки равнялось атмосферному и оставалось постоянным. Получаем, что уровень жидкости H (см. формулу (2.9)), который определяет ее расход, остается постоянным. Это в итоге и определяет постоянство расхода.

Процесс розлива после наполнения сосуда *1* протекает следующим образом. Клапан *4*, открываясь на постоянные промежутки времени, дозирует жидкость. Уровень жидкости постепенно опускается. Когда он приближается к концу трубки, срабатывает датчик *D2*, розлив прекращается, и через клапан *3* жидкость доливается в сосуд *1*, затем розлив возобновляется.

Недостатком такого дозирования является периодичность работы дозатора, а именно потеря времени в период поступления жидкости в сосуд *1*. Непрерывности процесса дозирования можно достичь, используя два параллельно установленных сосуда Мариотта (рис. 2.24).

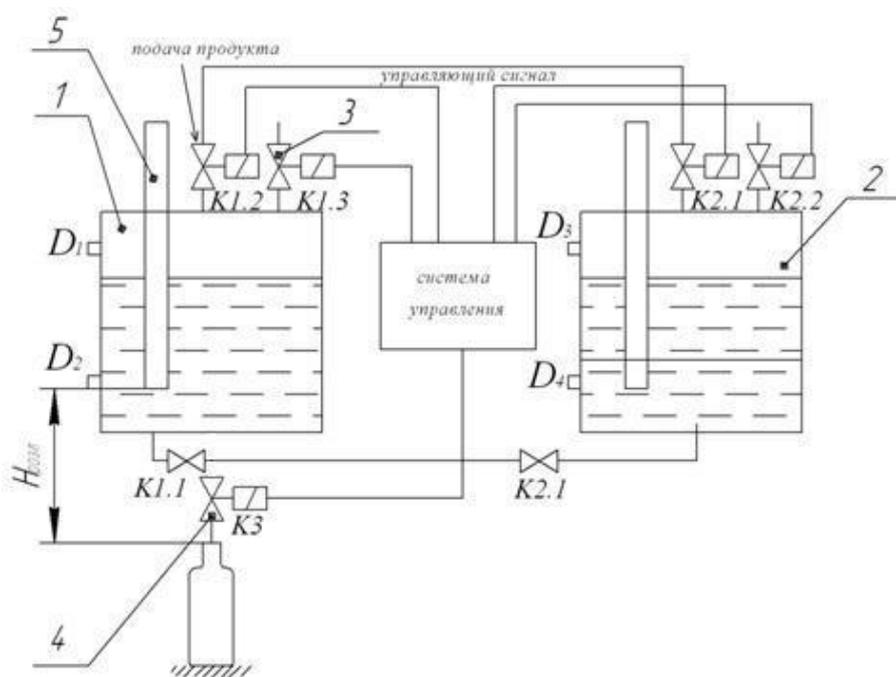


Рис. 2.24. Система непрерывного дозирования с использованием двух сосудов Мариотта

В систему непрерывного дозирования входят два сосуда Мариотта *1* и *2*, установленных параллельно и через клапаны $K_{1.1}$ и $K_{2.1}$, соединенных с дозирующим клапаном K_3 . Клапан K_3 соединен с системой управления, которая задает время его открытия, соответствующее заданной дозе.

Рассмотрим последовательность работы системы дозирования. Пусть в определенный момент в процесс дозирования включен сосуд *1*. При этом клапан $K_{1.1}$ открыт, а клапаны $K_{2.1}$, $K_{1.2}$ и $K_{1.3}$ закрыты. В сосуде 2 кла-

паны К2.2 и К2.3 открыты, т. е. происходит опорожнение сосуда 1 и наполнение сосуда 2. При опускании жидкости в сосуде 1 до уровня срабатывания датчика D2 закрываются клапаны К1.1, К2.2 и К2.3, открывается клапан К2.1 и одновременно клапаны К1.2 и К1.3. Теперь дозирование происходит из сосуда 2.

Для непрерывной работы системы дозирования расход подачи жидкости в нее должен быть больше расхода розлива. При этом наполнение одного из сосудов происходит быстрее, чем опорожнение другого, и система управления при поступлении сигналов с датчиков D1 или D3 выдает команду на закрытие клапанов К1.2 и К1.3 или К2.2 и К2.3.

Размер дозы задается временем открытия клапана 3. Точность розлива зависит от скорости срабатывания элементов системы управления и клапана. На рис.2.25 представлена схема дозатора с интегральным дозированием на основе пружинного стабилизатора расхода жидкости. Он состоит из бака 1, подвешенного на пружинах 2 и соединенного гибкой трубкой 3 с клапаном 4. Дозирование производится в тару 5. Контроль наличия тары обеспечивается датчиком приближения D1, выход которого соединен с системой управления 6. Кроме того, дозатор снабжен еще двумя датчиками приближения D2 и D3. При срабатывании датчика D2 в систему управления поступает сигнал, свидетельствующий о том, что бак 1 опустился в крайнее нижнее положение. Это может быть вызвано двумя причинами: длительное отсутствие тары на позиции розлива или увеличенный расход подачи. Система управления выдает команду на закрытие клапана 7, и подача жидкости в бак 1 прекращается, но или система готова к продолжению дозирования, или процесс дозирования продолжается. Для ограничения частоты срабатывания клапана 7 дозатор снабжен еще одним датчиком приближения D4, сигнал с которого при движении бака вниз через систему управления включает клапан 7.

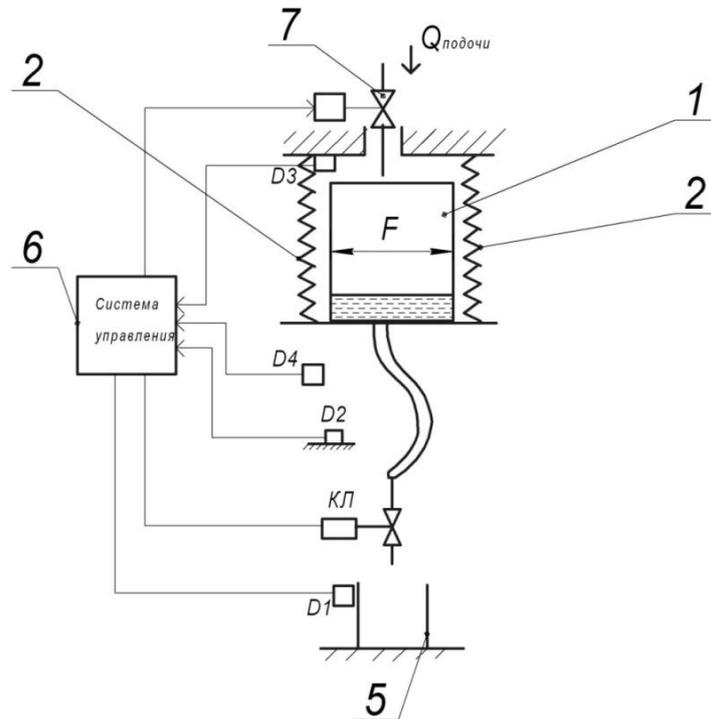


Рис.2.25. Дозатор с пружинным стабилизатором расхода жидкости

Высота расположения бака, из которого вытекает жидкость, меняется в зависимости от веса жидкости находящейся в сосуде. Уровень жидкости в баке остается на постоянной высоте по отношению к таре, если выполняется условие

$$F = c\rho,$$

где F – площадь поперечного сечения цилиндрического бака; ρ – плотность жидкости; c – суммарная жесткость пружин 2 (см. рис.2.25).

Объем бака 1 определяется технологической схемой дозирования. При непрерывном дозировании объем бака минимален, зависит от времени смены тары и требуемой производительности. Можно рекомендовать минимальный объем, равный 5–10 максимальным объемам дозы.

Объемно-интегральный способ дозирования предусматривает использование сифонных дозаторов (рис.2.26).

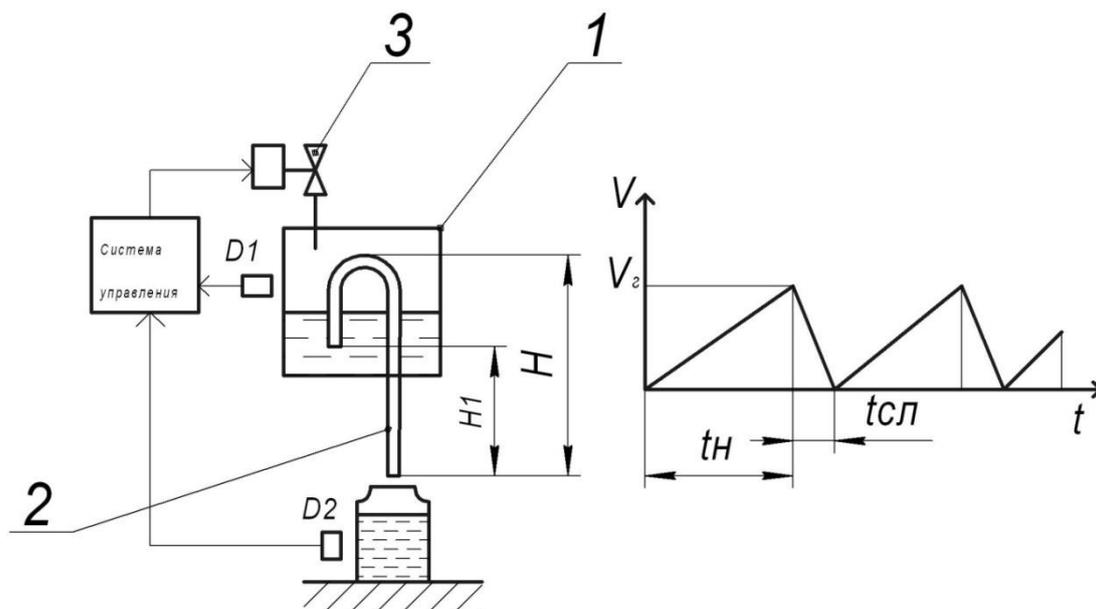


Рисунок 2.26. Сифонный дозатор

Сифонный дозатор выполнен в виде сосуда 1, в котором размещена сифонная трубка 2. Жидкость поступает в сосуд 1 через клапан 3. При достижении жидкостью уровня на высоте H начинается лавинообразный сброс жидкости, для чего необходимо выполнение условия

$$Q_{сл} > Q_{п}.$$

Сброс жидкости происходит до тех пор, пока ее уровень в сосуде не опустится до уровня $H1$, тогда в трубку 2 попадет воздух, произойдет прерывание потока и истечение жидкости прекратится. Объем сливаемой дозы составит:

$$V_{д} = V_{г} + \int_0^{t_{сл}} Q_{п}(t) dt,$$

где $V_{г}$ – геометрический свободный объем части сосуда 1, расположенной между уровнями H и $H1$; $Q_{п}$ – расход подаваемой в сосуд 1 жидкости; $t_{сл}$ – время слива жидкости.

Если обеспечивается стабильно постоянный расход разливаемой жидкости, то объем дозы определяется по формуле (2.8). Преимуществом такой системы является отсутствие клапанов, прерывание потока производится без клапана. Это оправдано при розливе агрессивных жидкостей или

при повышенных санитарно-гигиенических требованиях. Отсутствие клапана можно отнести и к недостаткам системы, потому что без него невозможно остановить процесс дозирования при отсутствии тары. Кроме того, такой дозатор по производительности уступает описанным выше дозаторам.

На рис.2.27. представлена схема дозатора повышенной производительности.

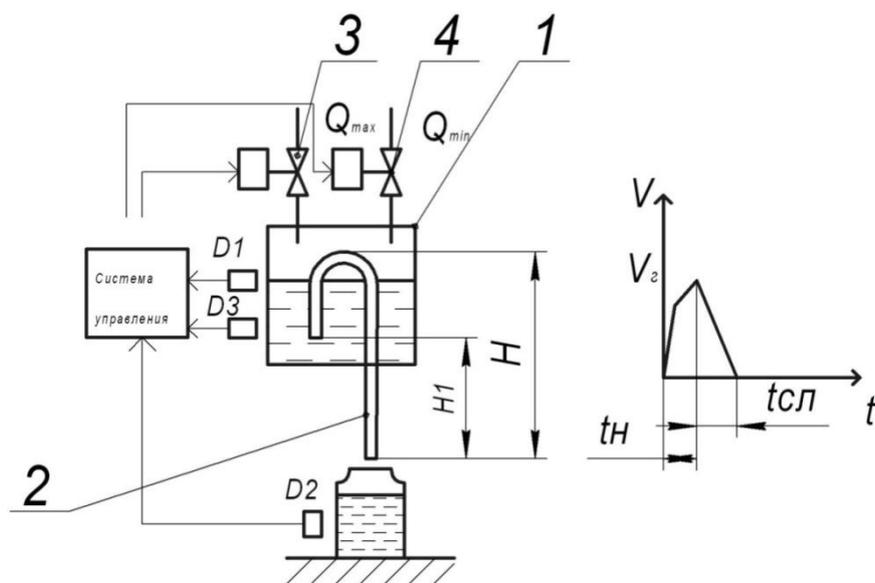


Рис. 2.27. Сифонный дозатор повышенной производительности

Сифонный дозатор, состоящий из корпуса 1 и сифонной трубки 2, снабжен датчиками $D1$ и $D3$. Датчик $D1$ установлен ниже уровня H , а датчик $D3$ – выше уровня H_1 . Дозируемая жидкость поступает в дозатор через управляемые клапаны 3 и 4. Через клапан 4 расход жидкости минимальный, он меньше расхода слива, определяемого высотой H_1 . Через клапан 3 расход жидкости максимальный. Клапан 3 открывается при поступлении в систему управления сигнала с датчика $D3$. При подъеме жидкости до уровня срабатывания датчика $D1$ в систему управления поступает сигнал и клапан 3 закрывается. Дальнейшее наполнение дозатора происходит через клапан 4, и при достижении высоты H дозатор срабатывает и начинается слив. Если при поступлении в систему управления сигнала с датчика $D1$ будет отсутствовать сигнал с датчика $D2$, свидетельствующего о наличии тары на позиции розлива, из системы управления по-

ступит сигнал на закрытие клапана 4. При подаче тары на позицию розлива с датчика $D2$ система управления получит сигнал, клапан 4 откроется и процесс розлива возобновится. Такое построение системы дозирования позволяет уменьшить время наполнения и повысить производительность.

На рис.2.28 представлена бесклапанная система дозирования агрессивных жидкостей с использованием пружинного стабилизатора расхода жидкости и сифонного дозатора. Эта система особенно эффективна для дозирования насыщенных солевых растворов. Например, в хлебопекарной промышленности насыщенный солевой раствор приготавливается в отдельном баке и из него происходит дозирование. При подвешивании бака на пружинах, жесткость которых подобрана соответствующим образом, получаем пружинный стабилизатор расхода жидкости и бесклапанную систему дозирования агрессивных жидкостей, в том числе абразивных жидкостей.

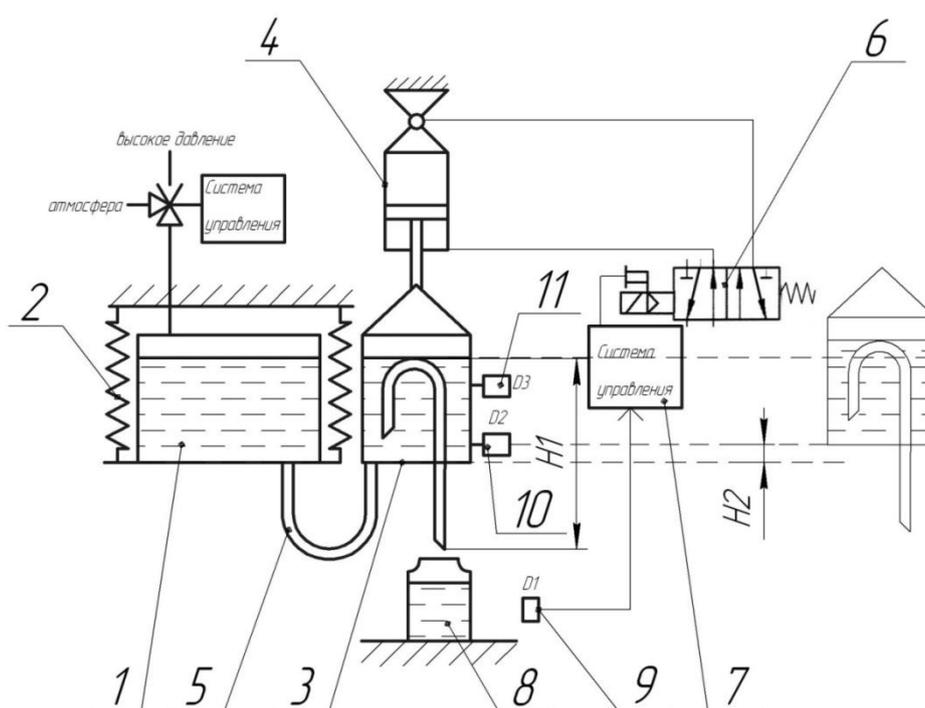


Рис. 2.28. Бесклапанная система дозирования агрессивных жидкостей

Система дозирования состоит из бака 1, подвешенного на пружинах 2. Сифонный дозатор 3 подвешен на пневмоцилиндре 4 и соединен гибким

шлангом 5 с баком 1, а пневмоцилиндр 4 с пневмораспределителем 6. Сигнал на переключение пневмораспределителя 6 поступает из системы управления 7. Наличие тары 8 на позиции розлива контролируется емкостным датчиком 9, соединенным с системой управления. Высота установки сифонного дозатора выбирается такой, чтобы в крайнем вытянутом положении штока пневмоцилиндра верхний край сифонной трубки был ниже уровня жидкости в баке. Если по каким-либо причинам тара не поступила на позицию розлива, с датчика *D1* в систему управления поступает сигнал, последняя выдает команду на переключение пневмораспределителя и шток цилиндра втягивается, поднимая сифонный дозатор на такую высоту, чтобы изгиб сифонной трубки поднялся выше уровня жидкости в баке. Процесс дозирования прекращается и возобновляется вновь при поступлении тары на позицию розлива. Для повышения производительности бак 1 может быть выполнен герметичным и снабжен трехходовым клапаном 10, последовательно соединяющим бак то с источником повышенного давления, то с атмосферой. На корпусе сифонного дозатора должны быть установлены датчики *D2* и *D3*, соединенные с системой управления. При данной конфигурации системы дозирования она будет работать в таком же режиме, как и сифонный дозатор, представленный на рис.2.26. Максимальный расход подачи жидкости обеспечивается подключением к баку высокого давления, а минимальный расход - скоростью выравнивания уровней жидкости в баке и дозаторе.

Для регулирования объема дозы сыпучих продуктов предлагается использовать мехатронные шиберные дозаторы (рис.2.29).

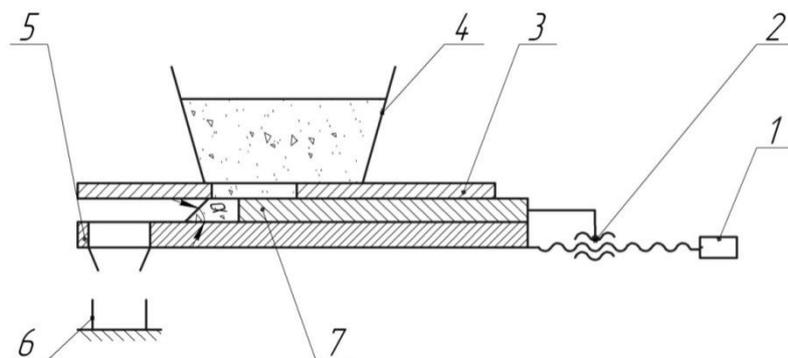


Рис. 2.29. Шиберный дозатор с цифровым управлением и регулируемым объемом дозы

В отличие от обычных дозаторов, где мерный объем физически ограничен со всех сторон, в шиберных дозаторах одна сторона мерного объема - это открытая поверхность, определяемая углом естественного откоса дозируемого сыпучего продукта. Таким образом, мерный объем ограничен плоскостью естественного откоса сыпучего продукта и торцом шибера. Изменяя расстояния между этими плоскостями, можно, используя сервопривод, программным способом регулировать объем дозы.

Для дозирования сыпучих продуктов с массой дозы более 5 гр. применяют шнековые дозаторы. Схема наиболее распространенного шнекового дозатора представлена на рис.2.30.

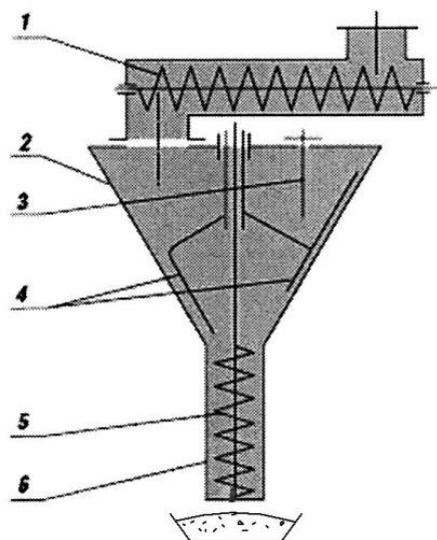


Рис.2.30.Шнековый дозатор:

1 - питающий шнек; 2- конический бункер; 3 - датчик уровня продукта; 4 - лопасти мешалки; 5 - Вертикальный шнек; 6 - корпус дозирующего шнека

Из конического бункера 2 вертикальным дозирующим шнеком 5 при его включении отбирается и выдается доза продукта. Выше конического бункера располагается питающий шнек 1, обычно горизонтально расположенный. Дозируемый продукт поступает через патрубок, расположенный в корпусе этого шнека, а иногда на питающий шнек через бункер для продукта, установленный на входном патрубке. Питающий шнек периодически включается, пополняя продукт в коническом бункере. Уровень продукта в коническом бункере поддерживается датчиком 3, от сигнала которого включается и выключается питающий шнек. В коническом бункере постоянно вращаются лопасти-мешалки 4. Они не дают продукту слеживаться и нагнетают его на дозирующий шнек. Величина дозы определяется числом оборотов дозирующего шнека.

Весовое дозирование сыпучих и насыпных продуктов и материалов предпочтительнее применять при массе дозы более 1 кг. Весовое дозирование производится по одному из двух способов: с присыпкой или с отсыпкой.

На рис.2.31 представлена схема весового дозатора с присыпкой. Расходный бункер 1 имеет три выходных канала с тремя шиберными за-

слонками 2 - 4 для грубого, промежуточного и точного дозирования соответственно. Через направляющий конус 5 продукт поступает в тару 6, установленную на весоизмерительной платформе 7.

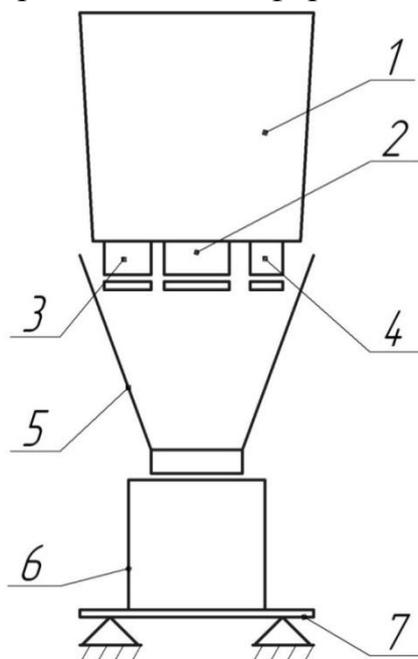


Рис. 2.31. Весовой дозатор с установкой тары на весоизмерительную платформу

Типовая временная диаграмма для данного способа дозирования представлена на рис.2.32.

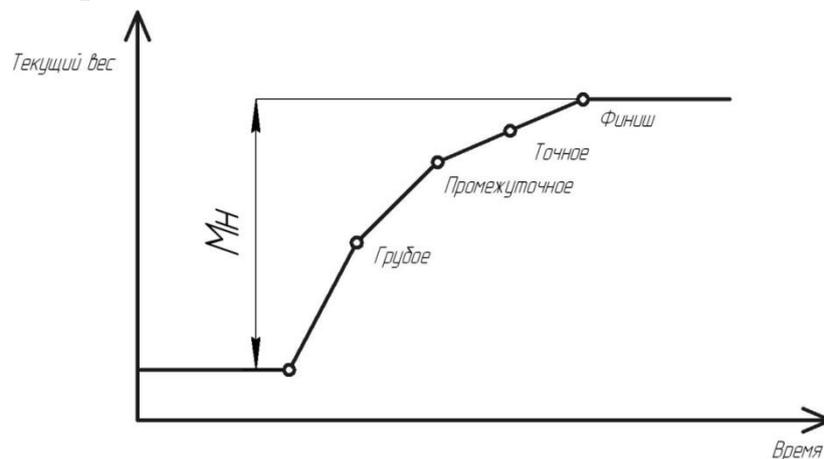


Рисунок 2.32. Типовая временная диаграмма дозирования с присыпкой

На первом этапе дозирования все три шиберные заслонки открыты. При поступлении в систему управления сигнала с тензометрического датчика весоизмерительной платформы, равного уставке, определяющей

окончание грубого дозирования, шиберная заслонка 2 закрывается (см. рис.2.31). При достижении сигналом с тензометрического датчика значения уставки, определяющей переход к точному дозированию, закрывается шиберная заслонка 3. Закрытие шибера 4 для точного дозирования происходит при достижении веса, равного номинальной массе дозы минус масса продукта, находящегося в фазе свободного падения и не воздействующего на тензометрические датчики. Отвод заполненной тары происходит спустя заданную временную задержку, отведенную на успокоение показаний тензометрических датчиков. Поскольку окончательная масса дозы отличается от номинальной, то может быть выполнена коррекция закрытия шиберной заслонки точного дозирования, обеспечивающая допусковую погрешность дозирования в соответствии со стандартом [10].

На рис.2.33 представлена одна из возможных схем дозирования с отсыпкой. Тензометрические датчики 1 установлены под весовым бункером 2, объем которого незначительно превышает объем максимальной дозы. Расходный бункер 3 снабжен шиберным затвором 4, а весовой бункер 2 - шиберами 5 и 6 грубого и точного дозирования соответственно. Тара 7 устанавливается на платформе 8 механизма подачи и отвода тары.

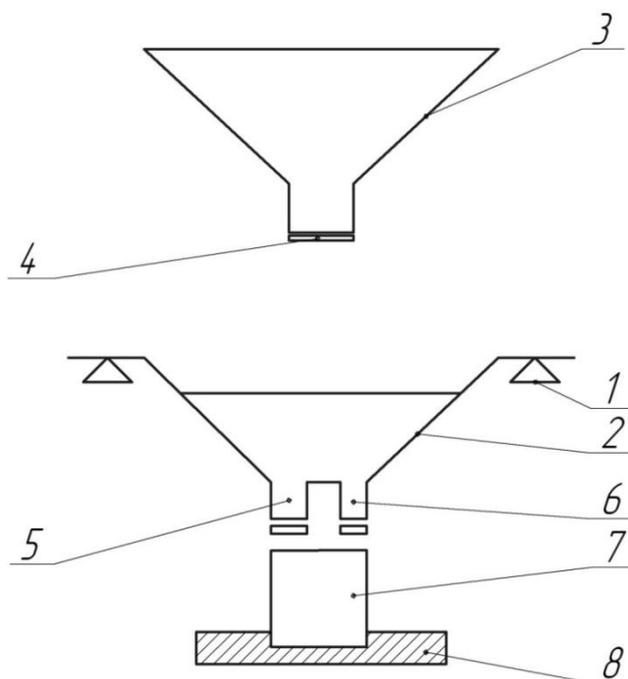


Рис.2.33. Весовой дозатор с отсыпкой

Типовая временная диаграмма дозирования с отсыпкой представлена на рис.2.34.

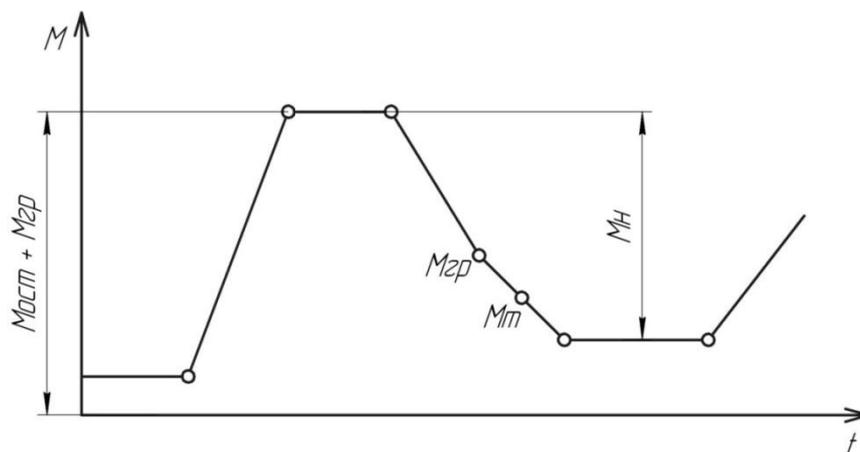


Рис. 2.34. Типовая временная диаграмма весового дозирования с отсыпкой

Процесс дозирования начинается с отсыпки сыпучего продукта из расходного бункера в весовой бункер 2, причем шиберный затвор 4 (см. рис.2.33) закрывается в тот момент, когда сигнал с тензометрического датчика достигнет значения, соответствующего номинальной массе дозы. После закрытия шиберной заслонки масса продукта в весовом дозаторе увеличится на массу продукта, находившегося в фазе свободного падения. После временной задержки, обеспечивающей постоянство сигнала о массе продукта, находящегося в весовом бункере, система управления определяет значение сигнала, свидетельствующего об окончании процесса дозирования. Это соответствует моменту, когда масса весового бункера с продуктом уменьшится на величину номинальной дозы. На первой стадии дозирования одновременно открыты шиберные заслонки грубого и точного дозирования.

Когда сигнал с тензометрических датчиков достигнет значения соответствующего переходу к точному дозированию, шиберная заслонка грубого дозирования закрывается. Когда масса весового бункера уменьшится на величину номинальной дозы продукта, закрывается шиберная заслонка точного дозирования. Сигнал на отвод заполненной тары выдается системой управления через временную задержку, которая определяется временем падения остатков продукта после закрытия шибера тонкого дозирования.

2.4. Мехатронные мультиголовочные дозаторы

Для дозирования и фасования продуктов нерегулярной формы применяются мультиголовочные дозаторы. К продукции нерегулярной формы относятся, например, орехи, изюм, чипсы, сухари, сушки и т. д.

Пионером в разработке мультиголовочных дозаторов является японская компания *Ishida*, выпустившая на рынок первый мультиголовочный дозатор в 1972 г. Он был построен для сельскохозяйственных кооперативов Японии, которые испытывали острую потребность в упаковочной машине для фасования зеленого перца с высокой точностью. Развешивать зеленый перец вручную очень трудно, так как вес единицы продукта может варьироваться в очень широких пределах. В результате на рынок поступали пакеты либо с избытком, либо с недостатком продукта.

Новый дозатор позволил взвешивать порции зеленого перца в нескольких весовых бункерах одновременно. В процессе взвешивания компьютер вычисляет все возможные комбинации между полученными значениями и выбирает ту, которая наиболее точно соответствует заданной массе, затем содержимое бункеров, вошедших в выбранную комбинацию (дозу продукта), сбрасывается в упаковочную машину. Эта концепция произвела революцию в фасовании. Теперь продукты могли быть упакованы в тару без значительного перевеса или недовеса, при этом существенно увеличивалась не только скорость выдачи доз продукта. При больших объемах производства высокая стоимость мультиголовочного дозатора компенсируется высокой производительностью и снижением потерь от перерасхода продукции. При этом обеспечивается минимальное отклонение в массе нетто продукта каждой упаковки.

Мультиголовочные дозаторы (МГД) на российском рынке представлены следующими производителями: *Ishida* (Япония, Англия), *Cabinplant*, *Bilwinko* (Дания), *Yamato*, *Multipond* (Германия), *Elpack* (Израиль). К менее известным в России, но широко применяемым по всему миру относятся: *Universal Service* (Чехия), *Hastamat* (Германия), *Scanvaegt International A/S* (Дания). Основную долю в продажах занимает *Ishida*. Большая часть российских компаний, выпускающих фасовочное оборудование, предпочитает использовать импортные МГД. Например, компания «Таурас-Феникс»

(Санкт-Петербург) для фасовочно-упаковочного оборудования серий «Питпак» и «Пирамида» применяет мультиголовки *Ishida*. Аналогично компания «Бестром» использует дозаторы *Multipond* и т. д.

Среди отечественных фирм мультиголовки производит только «Сигнал Пак» (Екатеринбург–Москва) по лицензии испанской фирмы *ISP*. В целях повышения надежности оборудования в конструкции используются импортные комплектующие *Omron*, *Atmel*, *Mitsubishi* (электроника), *SMC*, *Camozzi* (пневматика), *Max Schlaterer* (узлы привода), а также законченные системы управления МГД с заданным программным обеспечением. Следует отметить, что широко используются тензодатчики российского производства. Это позволило создать автомат, не уступающий зарубежным аналогам, по приемлемой цене.

На рис.2.35 представлена условная технологическая схема МГД наиболее распространенной конструкции.

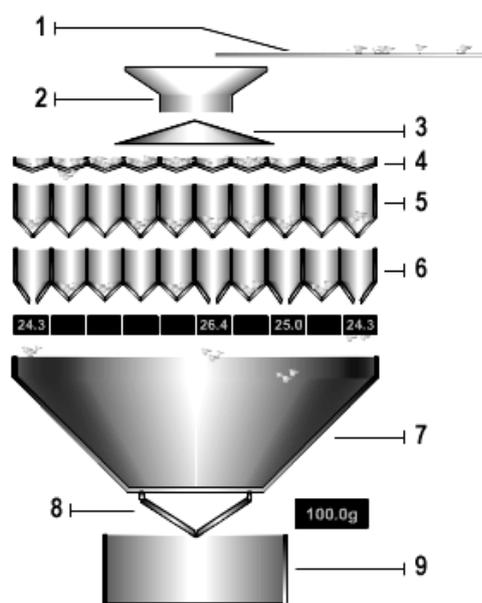


Рис. 2.35. Упрощенная схема конструкции комбинационного весового дозатора: 1 – загрузочное устройство; 2 – распределяющее устройство; 3 – подающее устройство; 4 – вибропитатели; 5 – накопительные бункеры; 6 – взвешивающие бункеры; 7 – разгрузочный бункер; 8 – синхронизирующий карман; 9 – упаковочная машина (к конструкции дозатора не относится)

Большинство мультиголовочных дозаторов построено по схеме, представленной на рис.2.36.

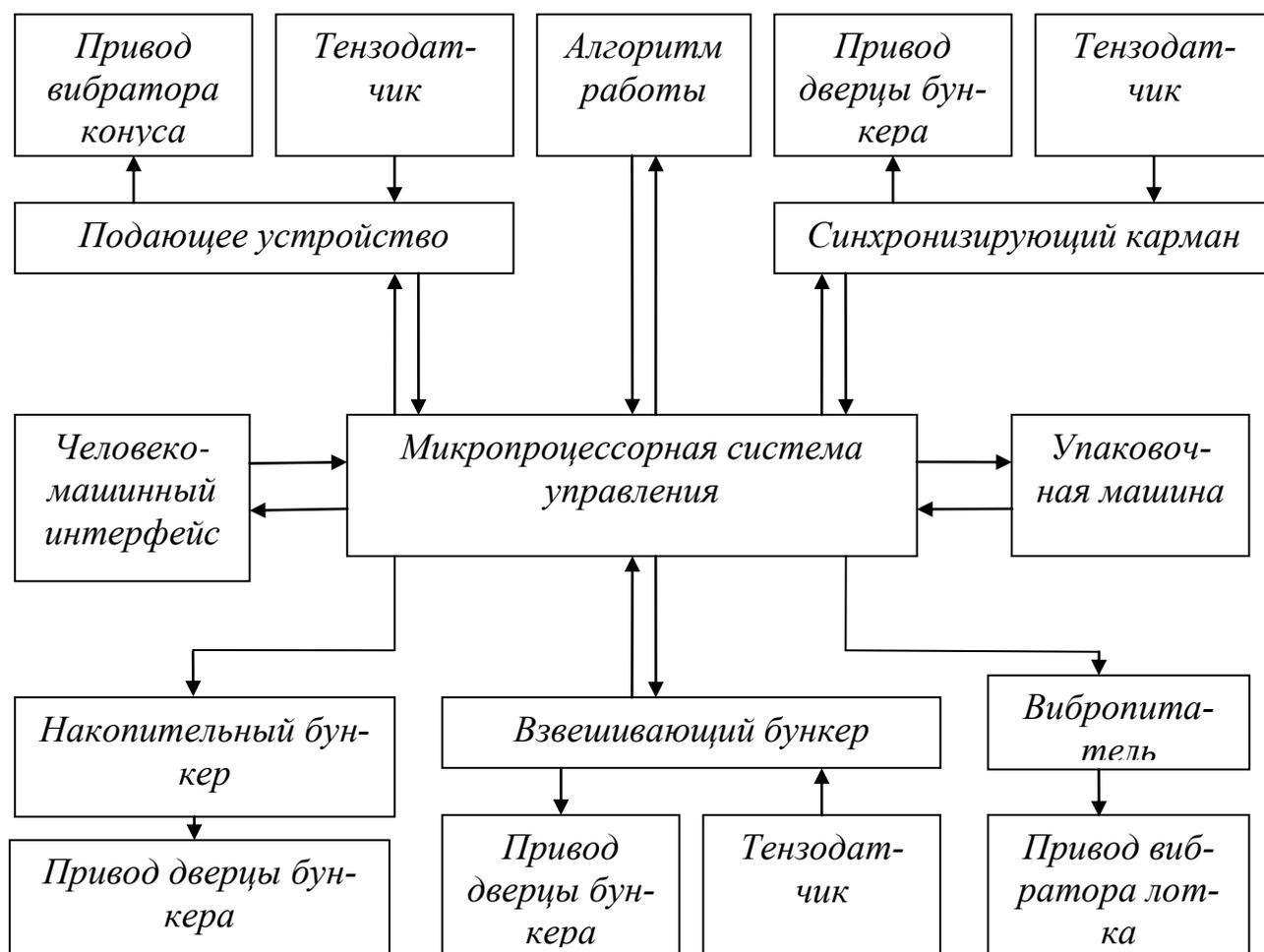


Рис.2.36. Структурная схема МГД

Микропроцессорная система управления осуществляет анализ состояния оборудования, сбор данных от датчиков, контроль работы исполнительных механизмов и на базе полученных данных управляет работой МГД. Также в задачи системы управления входят поддержание человеко-машинного интерфейса и синхронизация с внешним оборудованием. В ходе работы система управления ведет статистику основных параметров установки для самонастройки и диагностики. Весь процесс управления можно разбить на функции, каждая из которых отвечает за работу соответст-

вующего конструктивного блока, представленного на рис.2.36. Основой работы мультиголовочных дозаторов является алгоритм составления комбинаций доз. В описании почти всех существующих конструкций МГД приводится практически одинаковый принцип работы – выбор наиболее точной дозы.

Алгоритм работы определяет основные характеристики дозатора, такие как погрешность дозирования, производительность, периодичность возникновения тупиковых ситуаций, закон распределения массы дозы. Поскольку между большинством конструктивных элементов дозатора нет механической связи, весь процесс дозирования происходит по командам системы управления. Следовательно, СУ отвечает за работу каждого устройства в составе МГД, за его характеристики и регулировку.

Подающее устройство предназначено для равномерного распределения продукта по вибрационным лоткам. Выходом данного блока является сигнал весового датчика, измеряющий массу продукта, подающегося в дозатор. Входной сигнал идет к преобразователю, управляющему вибрационным устройством. Задача системы управления - поддерживать подачу продукта в МГД, равную расходу. При отсутствии продукта СУ прекращает работу устройства.

Вибропитатель подает продукт в накопительный бункер. Регулирование массы дозируемой порции осуществляется в результате изменения продолжительности и амплитуды работы привода вибратора лотка, а точные настройки – с помощью системы управления, при этом учитывается вид продукта и параметры настроек дозатора.

Накопительный бункер обеспечивает временное хранение порции продукта, поступившей из вибралотка. Хранение порции осуществляется до ее сброса в последующий весовой бункер. В результате данное устройство готово к приему следующей порции продукта. Некоторые конструкции МГД не имеют такого блока, однако необходимость установки накопительных бункеров задается требованиями к производительности МГД, так как с их помощью можно ускорить работу. Открытие/закрытие кармана чаще всего происходит в промежутки времени, которые задаются СУ и различны для разных видов продукта.

Взвешивающий бункер обеспечивает систему управления данными о массе находящейся в нем порции и обеспечивает сброс порции продукта в разгрузочный бункер. Сигнал от тензодатчика фильтруется, его показания корректируются с учетом тарировки, а также внешних возмущающих факторов. Получив значение массы порции в каждом бункере, СУ выбирает комбинацию бункеров, соответствующих выбранному алгоритму, и дает сигнал на их открытие. Так же как и в накопительном бункере, открытие/закрытие кармана происходит в определенный промежуток времени.

Синхронизирующий карман предназначен для сопряжения режима работы МГД и упаковочной машины и может открываться при получении сигнала готовности от упаковочного автомата и при наличии в нем готовой дозы. В некоторых моделях разгрузочный бункер снабжен тензодатчиком, таким образом выполняется функция контролирующего устройства.

Человеко-машинный интерфейс обеспечивает удобную для человека связь с системой управления для проведения необходимых настроек МГД, контроля работы и просмотра статистических данных за требуемый период времени.

Упаковочная машина – аппарат, принимающий и обрабатывающий дозы продукта, выдаваемые МГД. Для обеспечения синхронной совместной работы системы управления упаковочной машины и МГД связаны посредством интерфейса передачи данных

Первые МГД были линейными, но последующее увеличение числа весовых бункеров привело к необходимости расположения их вокруг общего разгрузочного бункера. Следует отметить, что, несмотря на схожесть конструкции, не стоит путать линейные МГД с обычными весовыми дозаторами с рядным расположением головок.

Однопоточный (традиционный) дозатор (рис. 2.37, а) предназначен для выдачи доз в одну упаковочную машину. В зависимости от управляющей программы он способен фасовать только один продукт или приготовить смеси.

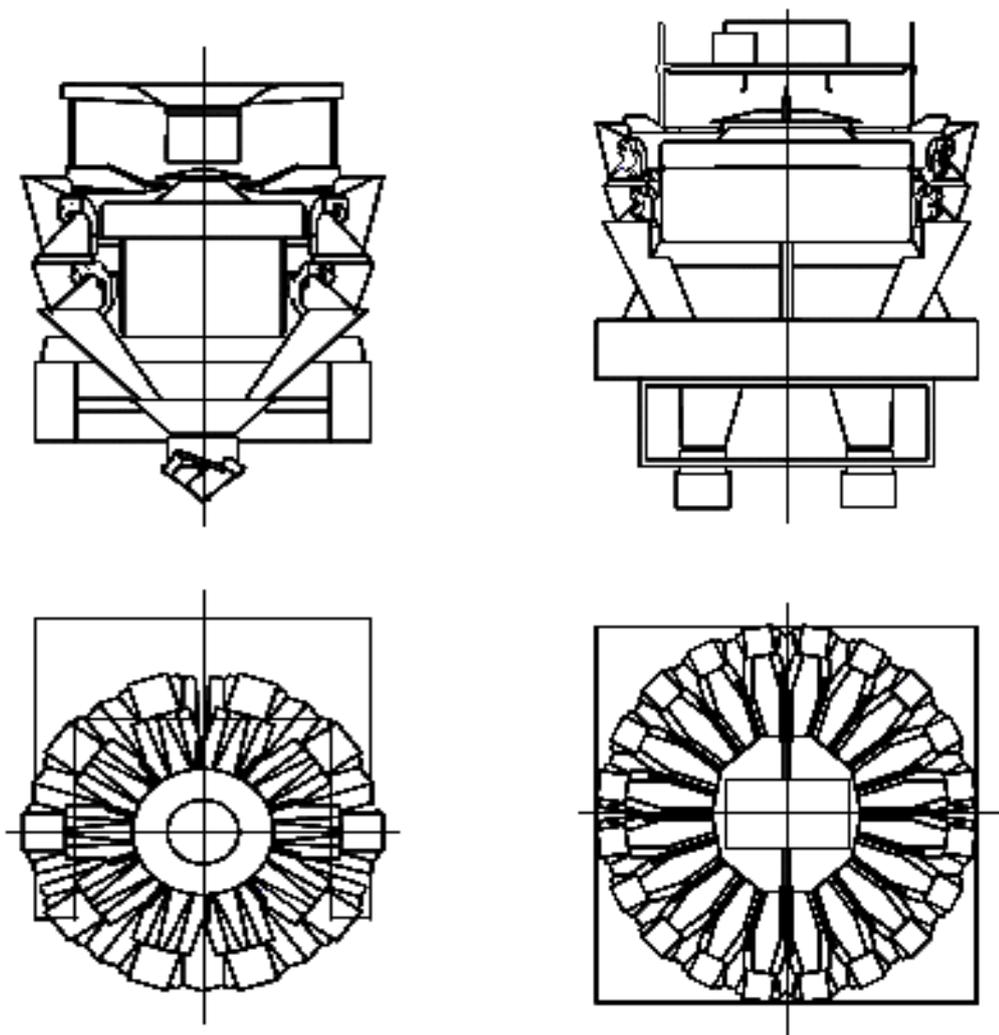


Рис.2.37. МГД с различным числом потоков дозирования: *а* - однопоточное исполнение, 10 головок; *б* - спаренное однопоточное исполнение, 20 головок

Однопоточные объединенные МГД представляют собой конструкцию из нескольких (чаще всего двух) мультиголовочных дозаторов, ячейки каждого из которых расположены на части окружности и объединены единой системой управления (рис. 2.37, *б*). Имея отдельные выходы, данная конструкция позволяет производить независимое дозирование числа продуктов по количеству выходов.

Трехкаскадный – наиболее распространенный тип МГД. В нем присутствуют (см. рис.2.35) вибропитатели 4, промежуточные бункеры 5, весовых бункеры 6.

Главное отличие двухкаскадных дозаторов от трехкаскадных – отсутствие слоя промежуточных бункеров, необходимых для синхронизации работы вибрлотков и весовых бункеров. Двухкаскадный МГД (при прочих равных условиях) обладает меньшей производительностью по сравнению с трехкаскадным, но имеет более низкую стоимость.

Рассматривая такой параметр МГД, как погрешность дозирования, нельзя оценивать ее в сравнении с обычными видами фасовочного оборудования (объемные, шнековые, весовые и т. д.). В обычных схемах погрешность дозирующей системы зависит от конструктивных особенностей аппарата и характеристик продукта. Погрешность мультиголовочного дозатора определяется вычислительной системой, и выдача дозы происходит в заданных пределах. В этом заключается еще одно преимущество МГД – отсутствие брака.

Поскольку конечная масса продукта подбирается согласно управляющему алгоритму МГД, то изменение характеристик продукта напрямую не отражается на точности выдаваемых МГД доз. Но поскольку в конструкцию МГД входят отдельные весовые дозаторы, то именно их качество работы зависит от свойств продукта. Как показали исследования, чем меньше разброс массы наполнения продуктом весовых бункеров, тем стабильнее работа дозатора и меньше тупиковых ситуаций возникает во время его работы.

Таким образом, характеристики продукта оказывают влияние не на точность МГД, а только на его стабильность и скоростные характеристики.

При фасовании штучной продукции выделим ее основные характеристики:

- массу единичной штучной продукции;
- среднее квадратическое отклонение массы единицы штучной продукции;
- регулярность и нерегулярность формы продукции;
- кусковатость, характеризующуюся максимальными и минимальными размерами;
- геометрическую форму.

При разработке упаковки, назначении номинальной массы товара, выборе фасовочно-упаковочного оборудования все вышеперечисленные

характеристики должны быть учтены и согласованы с требованиями стандарта по нормам точности [9].

Примем, что в каждой упаковке с номинальной массой M находится n единиц штучной продукции с массой m_k .

Всю штучную продукцию можно разделить на две группы:

- с регулируемой массой;
- с нерегулируемой массой. Как правило, это штучная продукция растительного (изюм, орехи, корнеплоды) или животного (рыба, крабовое мясо и т. д.) происхождения.

Отдельная группа – чипсы. В зависимости от способа изготовления они могут как регулируемой, так и нерегулируемой массой штучной единицы продукции.

При производстве штучной продукции с регулируемой массой можно в первую очередь выбрать значение массы единицы штучной продукции, а затем последовательно назначить количество единиц n штучной продукции в упаковке и номинальное значение M .

В другом случае устанавливается номинальная масса M в упаковке и по заданному количеству единиц штучной продукции в упаковке n определяется масса единицы штучной продукции и требования к точности ее изготовления.

В обоих случаях связь между средним квадратичным отклонением массы продукции в упаковке M и средним квадратичным отклонением массы единицы штучной продукции $\sigma_{шт}$ при случайной выборке заданного числа единиц n будет определяться с помощью соотношения:

$$\sigma_M = \sqrt{N} \sigma_{шт} \quad (2.10)$$

или

$$T = 2,06 \sqrt{\frac{M}{m_{шт}}} \sigma_{шт} \quad (2.11)$$

Коэффициент 2,06 соответствует вероятности 0,96 выхода 2 % доз продукции за пределы допуска:

$$T = 2,06 \sigma_M$$

Из уравнения (2.10) получим следующее соотношение:

$$\frac{m_{шт}}{\sigma_{шт}^2} = \frac{M}{T^2},$$

где M – масса дозы; T – допуск на дозу; $m_{шт}$ – масса куска продукта; $\sigma_{шт}$ – дисперсия массы куска продукта.

На рис.2.38 представлен график изменения допуска T и параметра $\frac{m_{шт}}{\sigma_{шт}^2}$ в зависимости от значения номинальной массы продукции в упаковке в соответствии с требованиями стандарта.

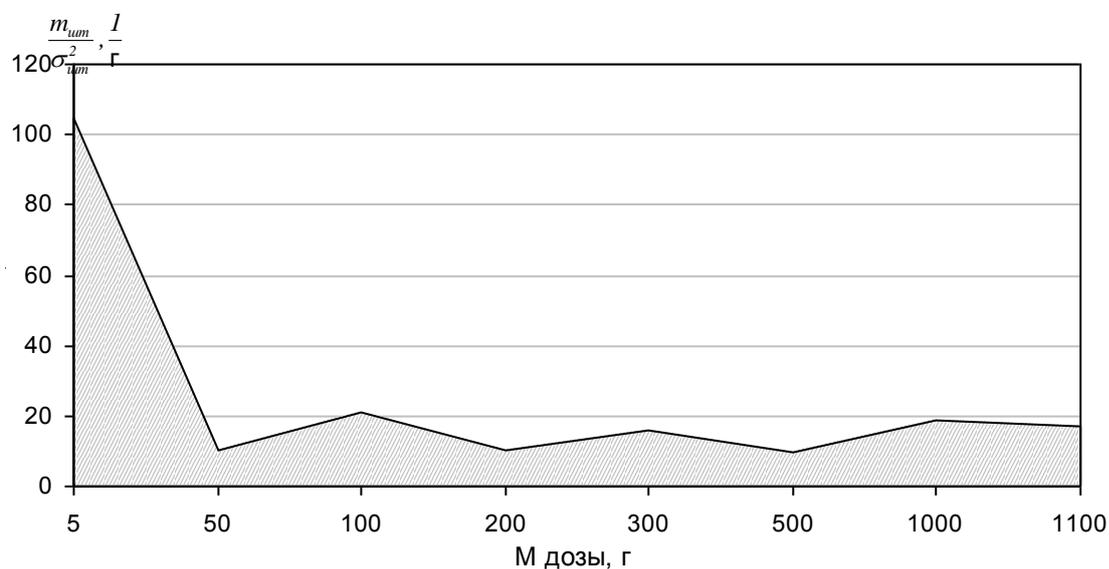


Рис.2.38. Характеристика продуктов, дозируемых только комбинационным весовым способом

Заштрихованной зоне графика (см. рис.2.38.) соответствуют продукты с характеристикой $\frac{m_{шт}}{\sigma_{шт}^2}$, которые можно дозировать только комбинационным весовым способом.

Из уравнения (2.11) следует, что если выполняется условие

$$\frac{m_{шт}}{\sigma_{шт}^2} \geq 4,24 \frac{M}{T^2}, \quad (2.12)$$

то при любой случайной выборке n единиц штучной продукции соблюдаются требования стандарта к точности дозирования и только в 2% случаев возможно, но не обязательно, появление упаковок, имеющих отклонение от номинальной массы больше допустимого.

Если соотношение основных характеристик штучной продукции лежит в пределах

$$\frac{m_{um}}{\sigma_{um}^2} \geq \frac{z^2 m_{um}}{T^2},$$

то вероятность получения упакованной продукции, соответствующей требованиям стандарта, определяется интегралом вероятности

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z e^{-\frac{z^2}{2}} dz,$$

где

$$z = \sqrt{\frac{m_{um} T^2}{\sigma_{um}^2 M}} = \frac{T}{\sigma_{um}} \sqrt{\frac{m_{um}}{M}}.$$

получено из уравнения (2.11) в результате замены коэффициента 2,06 коэффициентом z .

При выполнении условия (2.12) возможен счетный принцип дозирования, в частности, для изделий правильной геометрической формы. В перспективе развитие мехатроники позволит перейти на мультиголовочные дозаторы счетного типа без взвешивания.

Однако для большинства видов штучной продукции ее разделение на заданное количество штучных единиц является неразрешимой или нерешенной задачей, поэтому применение комбинационного весового дозирования неизбежно.

Если для конкретного вида продукции неравенство (2.12) не выполняется, то единственным способом дозирования является комбинационное весовое дозирование от отдельных взвешенных штучных единиц до взвешенных порций штучных единиц.

Анализ работы показывает, что простаивающие ячейки образуются вследствие наполнения весовых бункеров массой, значительно отличающейся от заданной. Это можно объяснить тем, что при подборе наиболее точного значения массы дозы с большой вероятностью она собирается из

порций наименьшего отклонения от m . Остаются ячейки, масса которых имеет более высокое отклонение. Со временем их число увеличивается, и этот процесс происходит тем быстрее, чем больше среднее квадратическое отклонение массы дозы вибропитателя.

Таким образом, возникло предположение о том, что для выравнивания разброса массы продукта в ячейках необходимо принудительно использовать бункеры с наибольшей и наименьшей массой при составлении комбинаций доз. Остальные ячейки подбираются из условия попадания конечной массы в заданный диапазон. Минимально возможное количество порций равно трем, но, как показывают исследования, максимальной эффективности данного алгоритма можно достичь при числе порций в дозе от восьми до девяти.

Алгоритм управления МГД основан на выполнении нормативных требований и стандартов к количеству фасованного товара в упаковке:

- средняя масса партии упаковок не должна быть ниже номинального значения;
- масса упаковки не должна выходить за пределы, указанные на рис.2.38.

Рассмотрим алгоритм, реализующий стабильную, безостановочную работу МГД за счет обеспечения требований, полученных в результате анализа работы предыдущих алгоритмов управления:

- контроль за средней массой продукта в весовых бункерах;
- составление комбинаций доз с использованием порций продукта, имеющих наибольшее отклонение от среднего значения;
- составление комбинаций доз из различного числа порций.

Согласно этим требованиям был разработан алгоритм выбора дозы.

Алгоритмом выбора дозы, удовлетворяющим перечисленным требованиям, является многопоточное дозирование. Среди бункеров, заполненных продуктом, выбирается несколько комбинаций, не имеющих общих бункеров. Таким образом, теоретически существует возможность перехода МГД, рассчитанного для работы с одним видом продукта, на многопоточный режим дозирования продукта с другими характеристиками.

На рис. 2.39 показана модель распределения потоков продукта при многопоточном дозировании.

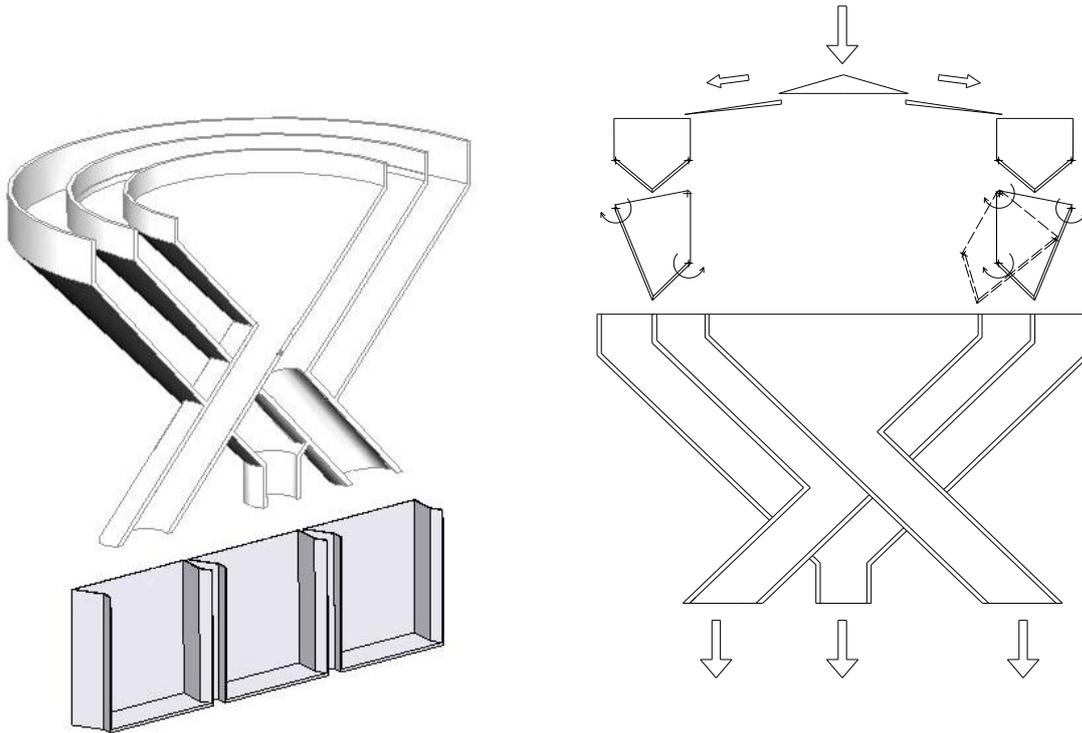


Рис.2.39. Распределение потоков продукта в трехпоточном мультиголовочном дозаторе

В соответствии с требованиями ГОСТ Р 8.579–2001 рассмотрим критерии применения комбинационного весового дозирования:

$$\frac{m_{um}}{\sigma_{um}^2} < 4,24 \frac{M}{T^2} - \text{работа МГД только в однопоточном режиме};$$

$$\frac{m_{um}}{\sigma_{um}^2} \geq 4,24 \frac{M}{T^2} - \text{работа МГД в многопоточном гибком режиме, при}$$

этом возможно поддержание постоянства потока в результате комбинирования доз продукта;

$$\frac{m_{um}}{\sigma_{um}^2} \gg 4,24 \frac{M}{T^2} - \text{гарантированная работа МГД в многопоточном ре-}$$

жиме с полной разгрузкой бункеров в каждом цикле.

Разработанный алгоритм многопоточного выбора дозы удовлетворяет требованиям, соблюдение которых обеспечит стабильную и безостановочную работу МГД:

- сброс максимально возможного количества доз одновременно;
- контроль за средней массой оставшегося продукта в весовых бункерах;
- составление комбинаций доз с использованием порций продукта, имеющих наибольшее отклонение от среднего значения;
- составление комбинаций доз из различного числа порций.

Для однопоточного МГД наилучшие результаты показал алгоритм выбора дозы с последовательной выборкой порций в порядке уменьшения отклонения их массы от среднего значения. Поэтому он взят за основу многопоточного алгоритма. Вначале выбирается доза согласно алгоритму многопоточного дозирования, затем среди оставшихся ячеек - еще одна комбинация, и так до тех пор, пока есть незадействованные ячейки и среди них возможно найти подходящую комбинацию. Блок-схема данного алгоритма представлена на рис. 2.40. Значения массы продукта в весовых бункерах дозатора записываются в массив $D[N]$, задаются значения массы порции m , дозы M и допуска на дозу ε . Далее составляется массив $H[i]$, в котором содержатся индексы $D[N]$, затем производится его сортировка в порядке уменьшения значения $|D[H[i]] - m|$.

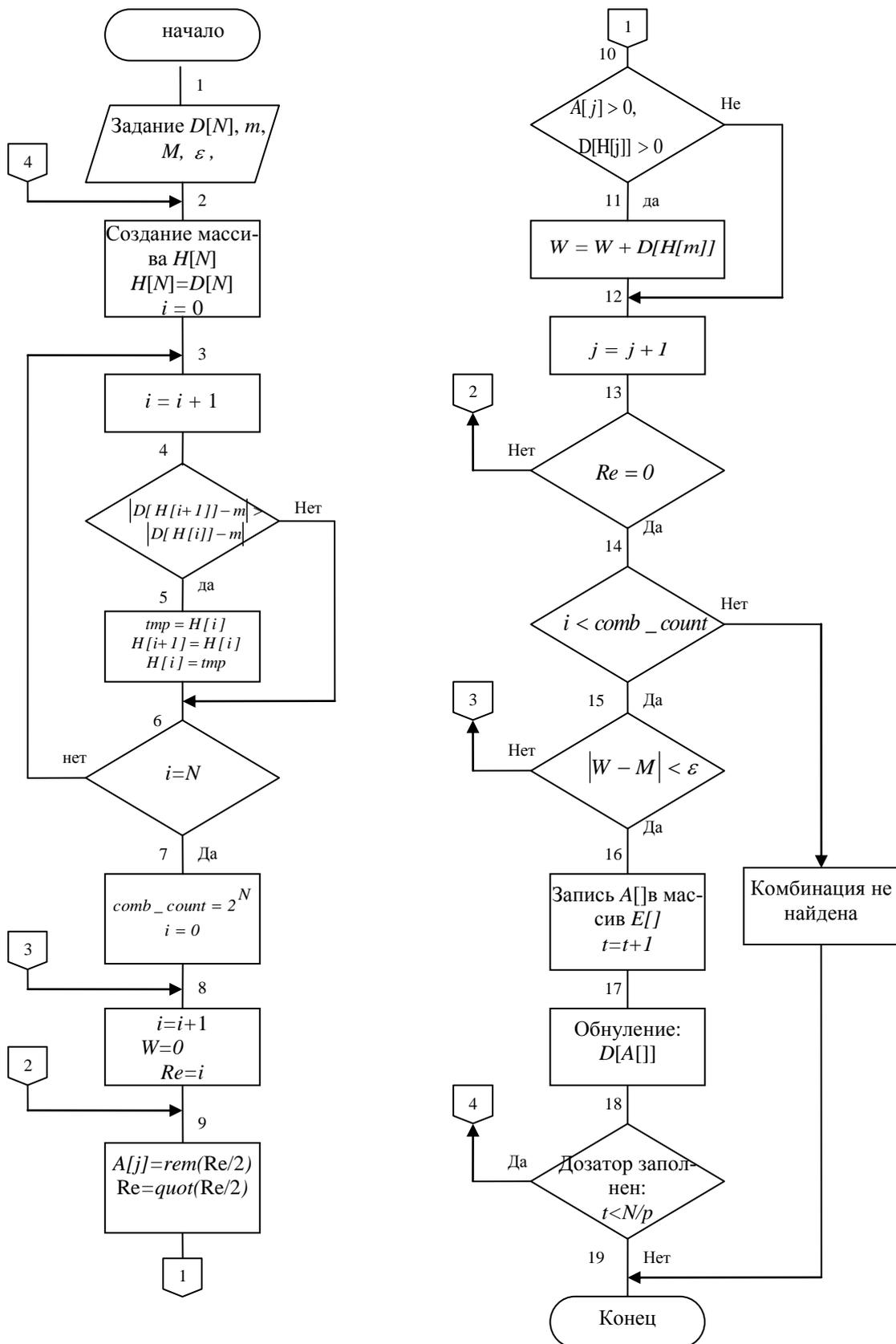


Рис.2.40. Блок-схема многопоточного алгоритма последовательной выборки пор- 67
ций в порядке уменьшения отклонения их массы

В массиве $H[N]$ находятся отсортированные в порядке уменьшения отклонения массы продукта в бункере от заданного значения номера ячеек. Вычисляется количество всех возможных комбинаций. Далее организуется процесс, в котором последовательно перебираются все возможные комбинации. Этот перебор организован таким образом, чтобы в первую очередь рассмотреть комбинацию, состоящую из ячеек, номера которых находятся в начале списка $H[N]$. Такой массив отсортирован в порядке уменьшения отклонения массы продукта в бункерах.

Первая комбинация порций, та суммарная масса которой находится в пределах $(-\varepsilon, \varepsilon)$. Таким образом, при составлении комбинаций преимущество отдается ячейкам с большим отклонением массы. В итоге после сброса дозы масса продукта в бункерах выравнивается, приближаясь к среднему значению.

Поскольку масса оставшихся $(N - p)$ -ячеек имеет меньшую дисперсию, чем первоначальные N ячеек, вероятность подбора еще одной комбинации остается на достаточно высоком уровне. После сброса последней дозы проверяется наличие достаточного количества продукта в дозаторе, и если это так, то поиск комбинации производится заново с поправкой на уже выбранные ячейки.

Подобный алгоритм выбора дозы может привести к некоторому различию в характеристиках распределения массы дозы для разных потоков в зависимости от продукта. Однако масса каждой дозы находится в заданном диапазоне, а ее среднее значение близко к заданному, следовательно, результаты работы МГД должны удовлетворять нормативным требованиям.

Глава 3. МЕХАТРОННЫЕ СИСТЕМЫ В ПРИБОРОСТРОЕНИИ

Приборостроение – отрасль промышленности, предметом производства которой являются элементы информационно-измерительных и управляющих систем (ИИУС). Принципы мехатроники широко используются как в оборудовании для производства ИИУС, так и в них самих.

3.1. Особенности автоматизированного производства в приборостроении

Часто кроме термина «прибор» употребляют термин «аппарат». Эти близкие термины различают следующим образом. *Прибор* – устройство, предназначенное для измерения и преобразования параметров физических процессов (рис. 3.1, а). *Аппарат* – устройство, предназначенное для осуществления физического процесса на объект либо в целях получения какого-либо эффекта, либо для измерения (рис. 3.1, б). Такое различие в терминах чаще встречается в медицинском приборостроении.

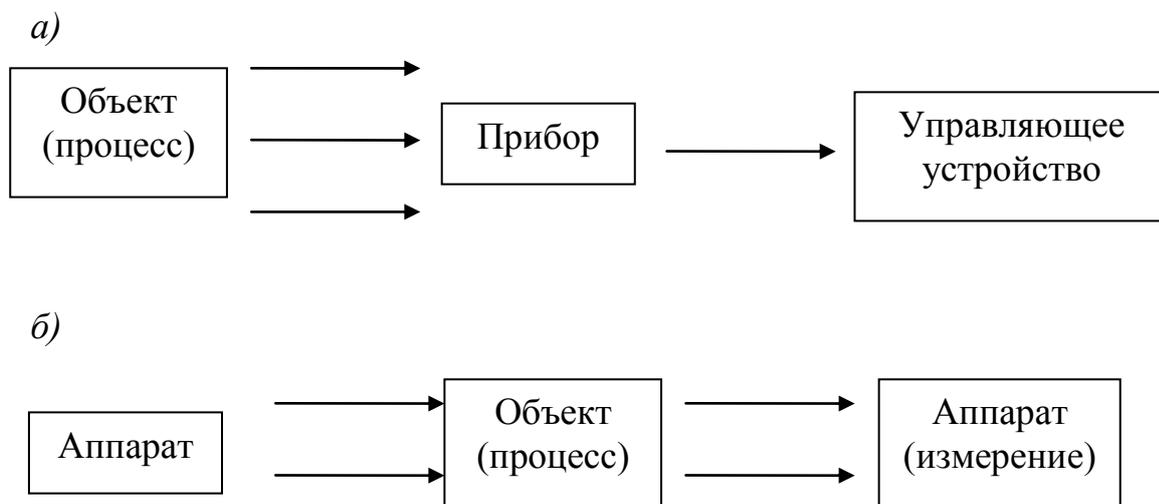


Рис. 3.1. Использование прибора и аппарата

К приборам и их элементам можно отнести навигационные приборы, высотомеры, сейсмографы, дозиметры, реле, полупроводниковые элементы, микросхемы и т. д., к аппаратам – рентгеновские аппараты, осуществляющие воздействие на объект рентгеновскими лучами для получения информации о внутреннем строении объекта, томографы, основанные на эф-

фекте ядерно-магнитного резонанса, ультразвуковые дефектоскопы и медицинские ультразвуковые сканеры, спектрометры, в которых происходит нагревание исследуемого объекта, аппараты искусственной вентиляции легких, аппарат «искусственная почка» и т. д.

Когда мы говорим о приборостроении, то подразумеваем два объекта: собственно приборы или аппараты и их элементы (т. е. изделия приборостроения) и средства для производства приборов и аппаратов. Пример: как средство производства – электронное машиностроение (оборудование для производства электронной техники), как изделие – электроника, микроэлектроника, оптоэлектроника и т. д.

Приборы можно классифицировать и по назначению; например: авионика, медицинская техника, спец. приборы (приборы военного назначения: детонаторы, «жучки» и т. д.).

Для каждой области применения приборов существуют свои специфические требования. К основным технико-конструктивным требованиям можно отнести:

1. Обеспечение заданных техническим заданием характеристик и параметров приборов.
2. Обеспечение рациональных габаритных размеров, объема, массы прибора.
3. Удобство доступа для регулирования, ремонта и осмотра.
4. Предотвращение выхода из строя прибора при неправильном подключении, нештатных условиях работы.
5. Защита от внешних помех, наводок, предотвращение внутренних наводок и излучения помех во внешнее пространство.
6. Обеспечение требуемого температурного режима работы элементов прибора.
7. Обеспечение требуемого давления и влажности внутри прибора.
8. Прочность и долговечность конструкции прибора.
9. Удобство транспортирования и погрузки.
10. Оперативность обслуживания (сокращение времени на подготовку к работе).
11. Безопасность обслуживания.
12. Обеспечение длительного хранения.

Приведенные требования не обязательно должны все сразу выполняться для отдельного прибора.

3.2. Современные технико-экономические требования в приборостроении

Мехатронные системы позволяют с высокой эффективностью удовлетворять высоким специфичным требованиям производства в приборостроении.

Основное требование – повышение производительности приборостроительного оборудования. Однако в приборостроении с точки зрения объема производства существует два направления. При массовом производстве приборов и их элементов, несомненно, нужна высокая производительность, при этом номенклатура остается постоянной. При единичном и опытном производстве производительность оборудования отходит на второй план, главное – гибкость производства, возможность изменения параметров и структуры приборов, производимых на данном оборудовании.

Следующим требованием в приборостроении является надежность работы оборудования: необходимо обеспечить максимально возможный выход годных изделий. Это достигается *постоянством параметров технологического процесса*, особенно для полупроводниковых приборов. Необходимо отметить такое требование, как *помехозащищенность оборудования*. При усложнении технологических процессов уровень автоматизации и управления и компактность оборудования повышается, поэтому помехозащищенность является важнейшим фактором повышения надежности.

Возможность модернизации оборудования при минимальных сроках остановки оборудования на модернизацию достигается за счет модульности и унификации оборудования.

Повышение гибкости управления и настройки оборудования позволяет уменьшить время остановки оборудования.

Компактность оборудования – общее требование для многих областей применения в приборостроении.

Высокие требования по экологии оборудования также являются важнейшим фактором производства приборов, так как в приборостроении часто используются высокотоксичные химические вещества.

Комплексный фактор – экономичность оборудования, в том числе сокращение обслуживающего персонала и снижение уровня подготовки персонала.

Технологические процессы в приборостроении характеризуются большим разнообразием по применению физических и химических воздействий на объекты производства, сложностью и многоступенчатостью технологического процесса. В приборостроении требуется тщательное согласование и соблюдение последовательности операций. Накладываются высокие требования к подготовке заготовок (например, обезжиривание), чистоте рабочих помещений, удалению побочных продуктов технологического процесса. В связи с такими требованиями и особенностями приборостроения необходимы многоуровневые иерархические системы управления оборудованием и производством в целом.

Промышленный робот (ПР) как средство автоматизации в приборостроении имеет специфику, связанную со сложностью технологических процессов. Сравним области применения ПР в машиностроении и приборостроении. Приведем роботизированные технологические операции в машиностроении:

Область машиностроения	Доля роботизации, %
Загрузка и разгрузка станков	8
Технологические работы	80
Погрузочно-разгрузочные работы	5
Сборочные операции (механические)	5
Контрольно-измерительные работы	0,5

Другие, менее распространенные, но перспективные области применения ПР - упаковка, уборка мусора, заправка автомашин топливом, сельскохозяйственные работы.

Приведем роботизированные технологические операции в приборостроении:

Область приборостроения	Доля роботизации, %
Сборка, монтаж и технологические работы (сварка, окраска)	38
Механообработка	25
Очистка, промывка изделия	15
Упаковывание, укладка	12
Контрольно-измерительные работы	6

В приборостроении наиболее перспективные области применения роботов:

технологические роботы:

- установка электронных компонентов на печатные платы;
- сборка механических приборов и их элементов;
- сварка и пайка элементов приборов;
- прокладка проводов и жгутов;
- лазерная резка (лазерный раскрой материалов);
- покраска и нанесение покрытий приборов;

измерительные роботы:

- точные измерения геометрических параметров сложных корпусов машин;
- измерение электрических параметров электронных схем;
- измерение параметров микро- и нанорельефа образцов материалов.

В медицине и в биологии для исследования и лечения используются:

микроманипуляторы:

- при измерении физико-химических и биологических параметров на клеточном уровне;
- в микрохирургии мозга и в офтальмологии;
- в генной инженерии;

мобильные микророботы:

- для внутрисосудистой диагностики и диагностики полых органов;
- при микрооперациях и доставке микродоз лекарств;

манипуляционные системы:

- в хирургии;

- для автоматизация медицинских лабораторных анализов;
- в экстракорпоральной литотрипсии;
- для массажа;
- при обслуживании больных;
- в качестве экзоскелетов.

Анализ этих направлений показывает, что обеспечение качества выполнения столь сложных манипуляционных операций возможно только при применении мехатронных принципов построения данных автоматических устройств.

3.3. Применение мехатронных систем в нанотехнологиях

Одним из бурно развивающихся направлений приборостроения является сканирующая зондовая микроскопия, которая используется при изучении свойств материалов на уровне нанометров (10^{-9} м). Исследования в этом диапазоне размеров проводились при помощи электронных микроскопов начиная с 50-х г. XX в. Такое оборудование было очень дорогим и громоздким, кроме того, требовало хорошей подготовки исследуемых образцов.

В 80-х г. электронная промышленность развивалась очень быстро, поэтому требовались новые скоростные методы исследования полупроводниковых материалов, которые были бы не так затратны. Мехатронные системы получили распространение в этой области с самого начала их применения, так как без интегрированного синергетического объединения электромеханических и сенсорных элементов, управляемых компьютером с мощным программным обеспечением, невозможно организовать производство.

В 1981 г. Г. Биннинг и Г. Рорер (Швейцария) создали сканирующий зондовый микроскоп, предназначенный для исследования рельефа наноструктур (в 1986 г. они получили Нобелевскую премию по физике). В нем используется трехкоординатная микроманипуляционная система на базе пьезоэлектрических приводов.

Как известно из классической физики, в вакууме между двумя проводниками, подключенными к источнику напряжения, ток отсутствует. Однако в теории квантовой физики существует вероятность перехода элек-

тронов через потенциальный барьер, определяемый работой выхода электронов из материала проводников. Эта вероятность тем выше, чем больше напряженность электрического поля и меньше расстояние между проводниками. Таким образом, при определенных условиях между близко расположенными проводниками или полупроводниками (примерно 1 нм) может возникнуть электрический ток, называемый туннельным:

$$I_T \approx I_0 \exp(-kz), \quad (3.1)$$

где $k = \frac{4\pi}{h} \sqrt{m\phi}$; m – масса электрона; ϕ – работа выхода электрона имеет $\phi \approx 4$ эВ; h – постоянная Планка; I_0 – постоянное значение тока, зависящего от приложенного напряжения V ; z – минимальное расстояние между проводниками.

При указанных параметрах коэффициент $k \approx 2 \cdot 10^{10}$ 1/м, поэтому при сближении проводников на 0,1 нм туннельный ток меняется на один порядок. В туннельном зондовом микроскопе (рис. 3.2) на зонд подается напряжение около 1 В. В цепи зонд – образец – источник напряжения появляется ток примерно 0,1 нА.

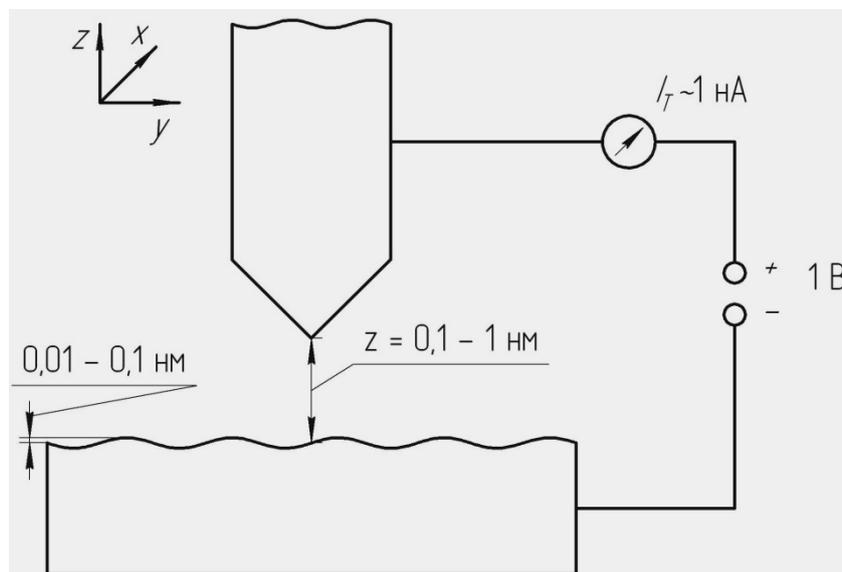


Рис. 3.2. Схема работы туннельного микроскопа

Таким образом, под действием напряжения электроны преодолевают энергетический барьер и переходят с поверхности образца на острие зонда.

Рассматриваемый процесс происходит в вакууме. Однако если расстояние между зондом и образцом намного меньше длины свободного пробега молекул воздуха, то можно считать, что туннелирование происходит в вакууме. При нормальных условиях средняя длина свободного пробега около 30 нм, поэтому при расстоянии между поверхностями менее 1 нм можно считать, что процесс происходит в вакууме.

Определяя туннельный ток при сканировании зонда по осям x и y , можно с помощью формулы (3.1) определить рельеф поверхности и измерить координаты z образца.

Следящая система управления микроманипулятора по оси z . Для точного перемещения зонда по осям x , y , z необходим трехкоординатный привод, обеспечивающий разрешение (и погрешность позиционирования) зонда примерно 0,01 нм. Такую манипуляционную систему можно выполнить при помощи пьезоэлектрических актюаторов (приводов).

Рассмотрим систему управления микроманипулятора, рабочим органом которого служит зонд туннельного микроскопа, при отработке движений по оси z (рис. 3.3). Зонд перемещается по осям x , y , z при помощи пьезопроводов ПД _{x} , ПД _{y} и ПД _{z} . Грубая подача образца к зонду и фиксация его по оси z осуществляются при помощи пьезопровода столика ПД_{ст z} . Условно напряжение U между зондом и образцом задается и регулируется при помощи потенциометра. Туннельный ток I_T регистрируется при помощи падения напряжения на нагрузочном резисторе R вольтметром V :

$$U = I_T R.$$

При помощи приводов ПД _{x} и ПД _{y} осуществляется построчное сканирование зонда в плоскости xu . В памяти компьютера записываются значения x_i , y_i , z_i , где i – номер точки сканирования, z_i вычисляется по формуле (3.1). Такой режим работы применяют при исследовании атомарно - гладких поверхностей регулярной структуры. При этом скорость сканирования высокая, поэтому изменения рельефа поверхности образца можно изучать в реальном времени.

При режиме с постоянным значением I_T применяют обратную связь по I_T . При этом ключ k замкнут и на пьезопровод поступает сигнал $U_{ДПz} = k(I_{T \text{ зад}} - I_T)$ от дифференциального усилителя (ДУ),

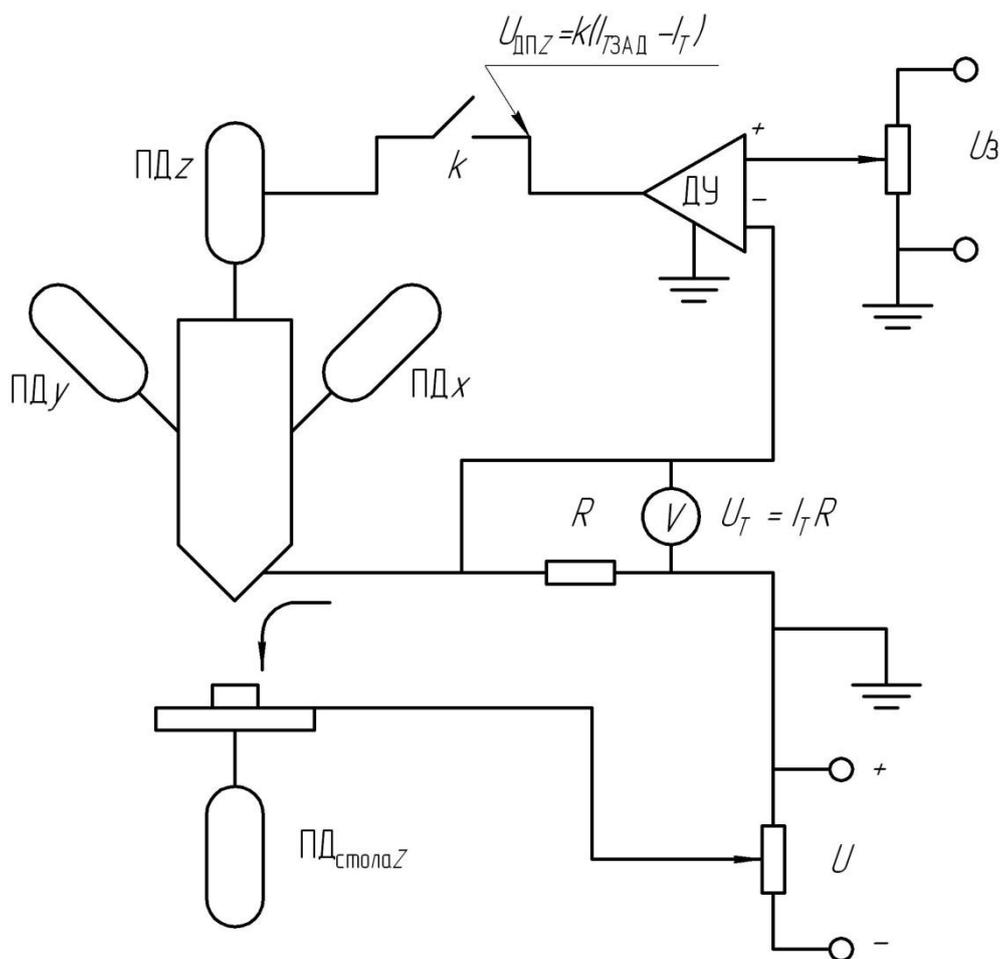


Рис. 3.3. Система управления микроманипулятора зондового микроскопа по оси z

пропорциональный разности текущего значения I_T и заданного значения туннельного тока, выставляемого при помощи потенциометра с напряжением $U_{\mathcal{E}}$. В память компьютера записывается значение управляющего напряжения $U_{ДПz}$, которое пропорционально координате z рельефа поверхности образца.

Конструкция микроманипулятора туннельного микроскопа.

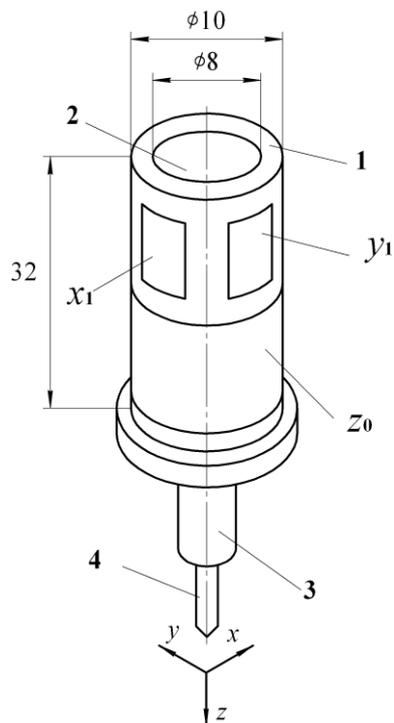


Рис. 3.4. Конструкция микроманипулятора

В нем установлен зонд 4, выполненный в виде тонкой иглы из вольфрама или платиноиридиевого сплава. Верхний торец пьезоэлектрической трубки

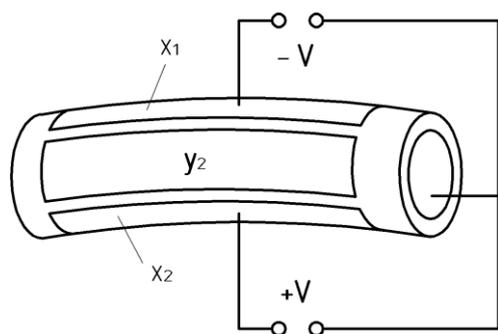


Рис. 3.5. Изгиб пьезоэлектрической трубки при подаче разноименного напряжения на противоположные электроды

Трехкоординатный микроманипулятор туннельного микроскопа (рис. 3.4) выполнен в виде пьезоэлектрической трубки 1 с внешним диаметром примерно 10 мм, толщиной стенок 1 мм и длиной 32 мм. На внутреннюю образующую поверхность нанесен серебряный электрод 2 (электрод «земля»). Электрод наружной образующей поверхности разделен на две части: в нижней части располагается кольцевой электрод z_0 , а в верхней части расположены четыре одинаковых электрода x_1, x_2, y_1, y_2 . Электроды x_2, y_2 расположены с противоположной стороны и на рисунке не показаны.

К нижнему торцу трубки прикреплен сапфировый фланец 3, имеющий высокое омическое сопротивление. На нем установлен зонд 4, выполненный в виде тонкой иглы из вольфрама или платиноиридиевого сплава. Верхний торец пьезоэлектрической трубки 1 закреплен на основании (на рисунке крепление не показано).

При подаче разноименного напряжения $+V$ и $-V$ на противоположные электроды, например, на x_1, x_2 , пьезоэлектрическая трубка будет изгибаться в плоскости xu (рис.3.5). Поэтому траектория движения конца иглы зонда будет почти прямой линией вдоль оси x .

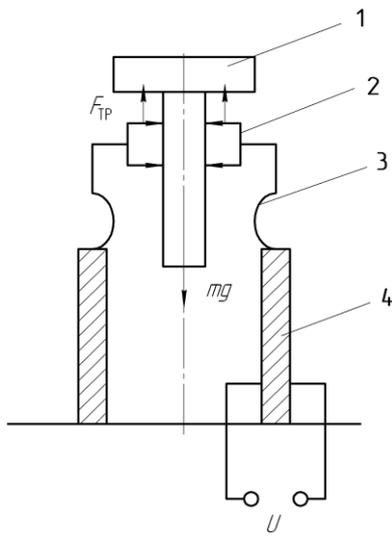


Рис. 3.6. Схема шагового пьезоэлектрического двигателя

При подаче напряжения на электрод z_0 пьезоэлектрическая трубка будет либо вытягиваться по оси z , либо сокращаться. Таким образом, в конструкции пьезоэлектрического микроманипулятора проявляются принципы мехатроники: упрощение механической части системы и перераспределение функций с механической части на систему управления. Для осуществления подачи столика с образцом в зону действия зонда применяется пьезоэлектрический шаговый двигатель (ПШД). При минимальном шаге 1 нм высота подъема столика 10 – 20мм (рис. 3.6).

ПШД состоит из столика со стержнем 1, скользящих контактов 2, плоских пружин 3 и пьезоэлектрического актюатора 4, выполненного в виде пьезоэлектрической трубки с электродами на образующих поверхностях, на которые подается управляющее напряжение U по пилообразному закону (рис. 3.7), причем на линейном восходящем участке $\ddot{U} \approx 0$, поэтому движение столика вверх осуществляется без проскальзывания, т. е. $F_{mp} > mg$, где m – масса столика с образцом. На нисходящем участке зависимости напряжения от времени $\ddot{U} > 0$, причем напряжение должно быть таким, чтобы происходило проскальзывание скользящих контактов 2 относительно стержня столика 1 (см. рис.3.6). Регулировка скорости и шага осуществляется в результате изменения амплитуды U_1 и периода t . Движение столика по оси z будет происходить ступенчато (рис. 3.8).

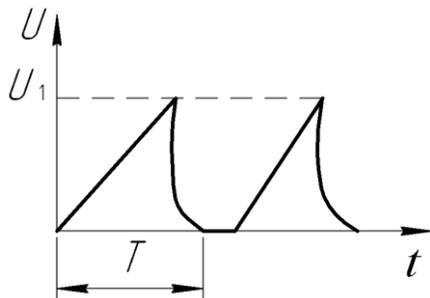


Рис. 3.7. Временная диаграмма подачи напряжения

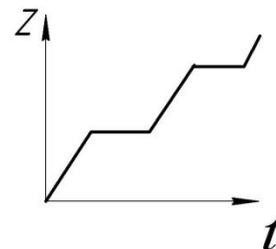


Рис. 3.8. Временная диаграмма перемещения столика

Аналогично осуществляется движение столика вниз, меняется только полярность напряжения U .

Виброизоляция зондового сканирующего микроскопа. Для уменьшения влияния внешних вибраций на работу микроскопа необходимо обеспечить его виброизоляцию, для чего применяют два метода виброизоляции: пассивную и активную.

В первом случае система очень простая, однако обеспечивает виброзащиту только в узком диапазоне вибраций. Рассмотрим принцип ее действия. Зондовый микроскоп в упрощенном варианте – это одномассовая колебательная система, состоящая из массы m и упругости (пружин) с коэффициентом жесткости k (рис.3.9).

Внешние вибрации передаются через основание, которое колеблется с амплитудой ξ_0 , в зависимости от соотношения m и k амплитуда колебаний массы (зондового микроскопа) ξ_c будет меняться. Максимальная амплитуда наблюдается при совпадении частоты вибраций с собственной частотой колебательной системы:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}.$$

Таким образом, чем спектр внешних вибраций находится дальше от собственной частоты ω_0 , тем меньше амплитуда вынужденных колебаний микроскопа (рис.3.10).

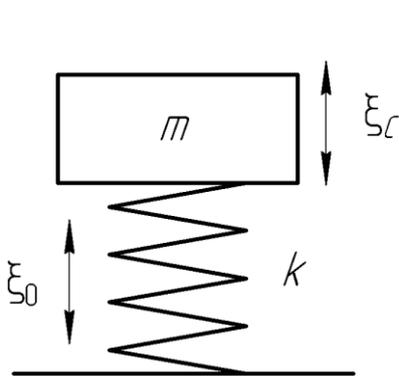


Рис. 3.9. Одномассовая модель колебательной системы зондового микроскопа

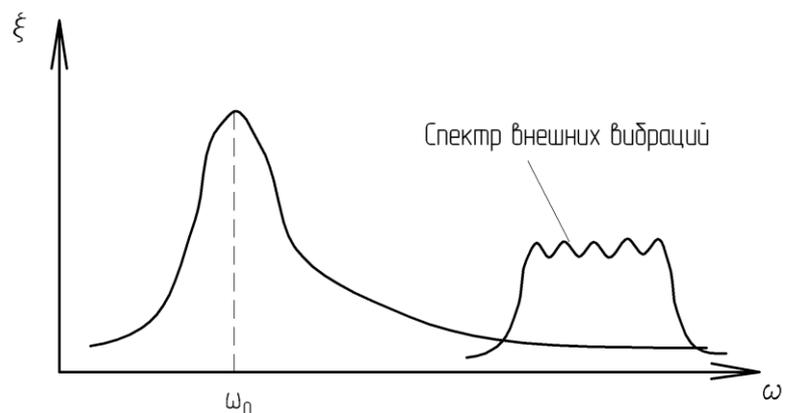


Рис. 3.10. Амплитудно-частотная характеристика одномассовой колебательной системы

Пассивная виброзащита эффективна, если $\omega_0 \ll \omega_{в.в.}$. На практике спектр частот внешних вибраций обычно лежит в пределах 30 – 50 Гц. Пусть собственная частота колебательной системы $\omega_0 = 2\pi f_0$, где $f_0 = 1$ Гц. В статике вес микроскопа уравновешен силами упругости пружин, на которых он располагается.

$$mg = \Delta lk,$$

где Δl – перемещение концов пружин.

Проведя ряд преобразований, получим

$$\omega_0^2 = \frac{k}{m}; m = \frac{\Delta lk}{g} \Rightarrow \omega_0^2 = \frac{kg}{\Delta lk} \Rightarrow \Delta l = \frac{g}{\omega_0^2} \approx \frac{0.25}{f_0^2} [м].$$

Таким образом, чтобы получить $f_0 = 1$ Гц, необходимо иметь пружины со статической деформацией примерно 250 мм, на которых установлен сканирующий микроскоп. Это очень мягкая пружина. Если $f_0 = 5$ Гц, то деформация составит 10 мм, что конструктивно приемлемо.

Активная защита от вибраций предполагает наличие специального источника вибраций, которые должны возбуждаться в противофазе с внешними вибрациями, а их амплитуды должны быть равны.

На рис. 3.11 изображена схема активной виброзащиты с использованием пьезоэлектрических актюаторов, выполняющих функцию опор микроскопа.

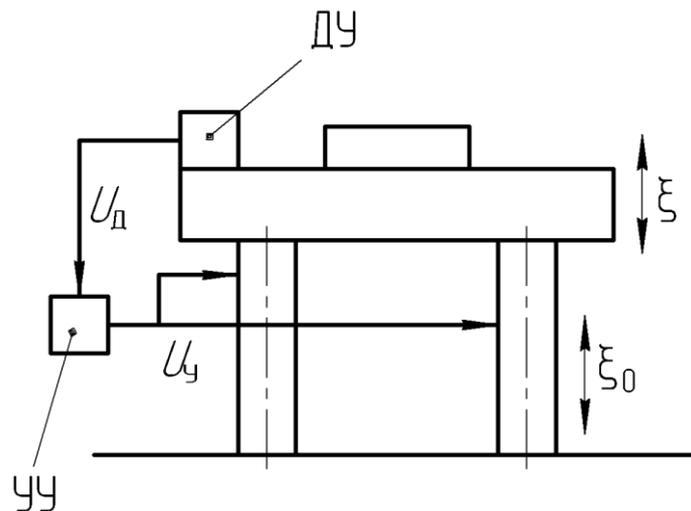


Рис. 3.11. Система активной виброзащиты

Микроскоп расположен на платформе, которая установлена на четырех опорах – столбиках, выполненных из пьезокерамических шайб. На платформе расположен датчик ускорений (ДУ), сигнал от которого поступает на устройство управления (УУ).

Пусть основание колеблется по гармоническому закону $\xi_0 = \xi_{0max} \cos \omega t$. Эти колебания передаются на платформу в виде $\xi = \xi_{max} \cos \omega t$. Тогда ускорение платформы имеет вид $\ddot{\xi} = -\xi_{max} \omega^2 \cos \omega t$. ДУ вырабатывает электрический сигнал, пропорциональный ускорению платформы:

$$U_d = k_d \ddot{\xi}.$$

Этот сигнал инвертируется и усиливается, далее он подается на пьезоактюаторы в противофазе с внешними вибрациями.

$$U_y = -k_d k_y \ddot{\xi}.$$

Пьезоактюаторы вырабатывают колебания ξ_y , пропорциональные U_y . В результате суммарные колебания платформы близки нулю:

$$\xi_{\Sigma} = \xi + \xi_y = 0.$$

Применение как пассивного, так и активного методов виброзащиты позволяет повысить точность измерения рельефа поверхности образца.

Система управления зондового сканирующего микроскопа. Система управления туннельного зондового сканирующего микроскопа состоит из двух подсистем: персональный компьютер (ПК) и аналого-цифровой блок (рис. 3.12). Объекты управления - пьезоэлектрический микроманипулятор с тремя степенями свободы и столик с исследуемым образцом, имеющий одну степень свободы. Таким образом, необходимо иметь четыре канала управления аналоговыми электромеханическими преобразователями. Кроме этого, режим исследования задается вручную при помощи напряжения между образцом и зондом. Для управления по пяти аналоговым каналам необходимы цифроаналоговые преобразователи: двухканальные ЦАП_x, ЦАП_y – для управления сканированием по осям x и y , одноканальные ЦАП_I – для задания туннельного тока в режиме с обратной связью; ЦАП_U – для задания напряжения на туннельном промежутке и ЦАП_{шз} – для шагового пьезодвигателя столика.

Сканирующий микроскоп имеет множество режимов работы, изучение которых не входит в задачи данного учебного пособия. Для получения изображения рельефа поверхности образца по записанной в памяти ПК матрице $\{x_{ij}, y_{ij}, z_{ij}\}$, где i – номер столбца, j – номер строки, необходимо провести математическую обработку значительного массива данных при помощи сложного программного обеспечения. Таким образом, сканирующий зондовый микроскоп является ярким примером сложной мехатронной системы.

Согласно мехатронным принципам построения сканирующий микроскоп характеризует:

- наличие высокоточных электромеханических преобразователей – пьезоэлектрических актюаторов;
- конструктивную интеграцию механических, электромеханических и электронных подсистем (в частности, усилители сигналов находятся рядом с преобразователями);
- применение упрощенных механических цепей: трехкоординатный микроманипулятор содержит только пьезокерамическую трубку с разделенными электродами; шаговый пьезодвигатель подачи стола с образцом также имеет простую конструкцию;
- максимальную функциональную нагрузку имеет система управления; режимы работы выбираются и обрабатываются программным путем;
- изображение рельефа образца: его формирование происходит путем обработки больших массивов информации при помощи сложного программного обеспечения.

3.4. Мехатронная система экстракорпоральной литотрипсии

Экстракорпоральная литотрипсия – метод разрушения камней в почках и мочевом пузыре неинвазивным способом (то есть без хирургического вмешательства). Для осуществления такого метода необходимо разрушить конкремент (камень) внутри организма до размеров не более 1-3 мм, не рассекая ткани пациента.

Этот метод, разработанный в 80-х г. XX в., основывается на современных технологиях и может быть осуществлен только при мощной компьютерной поддержке. За основу метода принято воздействие на камень

ударной акустической волной, формирующейся в аппарате снаружи тела человека. При помощи специального отражателя ударная волна, проходя через мягкие ткани человека, фокусируется в зоне нахождения камня. Резкий скачок давления проходящей ударной волны, влекущий за собой резкий скачок механического напряжения, сопровождающийся растяжением хрупкого камня, приводит к его разрушению и дроблению.

Для формирования ударной волны применяются различные физические эффекты. В настоящее время наиболее эффективным способом в экстракорпоральной литотрипсии признан электрогидравлический эффект (ЭГЭ), открытый в 1950 г. и запатентованный лауреатом Государственной премии СССР Л. А. Юткиным. Первый литотриптер – аппарат, предназначенный для проведения экстракорпоральной литотрипсии, – был испытан в 1959 г. в Риге, однако до конца 80-х г. этот метод не мог найти широкого применения, так как требовал сложной системы управления. В настоящее время несколько ведущих компаний по производству медицинской техники выпускают комплексы литотрипсии (рис. 3.13), стоимость которых доходит до миллиона долларов.

а)



б)

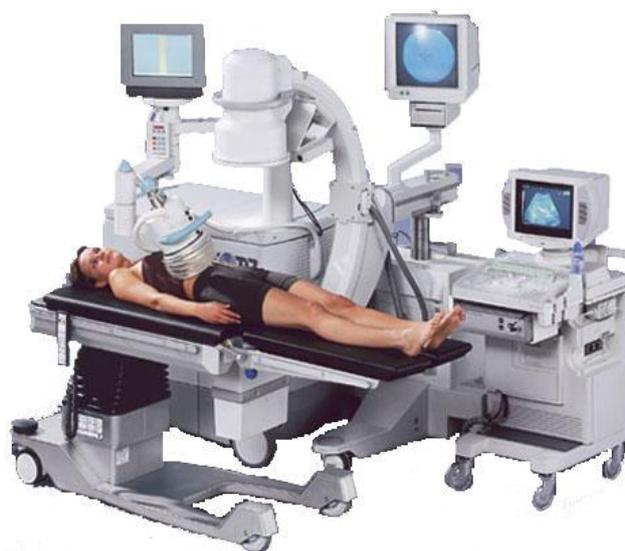


Рис. 3.13. Комплексы экстракорпоральной литотрипсии

Суть ЭГЭ состоит в том, что при подаче высокого электрического напряжения (примерно 20 кВ) на два электрода, расположенных на расстоянии нескольких миллиметров в воде, между ними возникает электрический пробой, сопровождающийся кратковременным выделением тепла и

ударной волны в воде. Для создания условий возникновения ударной волны высокой импульсной мощности Л.А. Юткин ввел в электрическую схему искровой воздушный промежуток, который обеспечил подачу напряжения на рабочий промежуток между электродами в воде в виде короткого импульса при помощи «мгновенного» подключения накопителя электрической энергии.

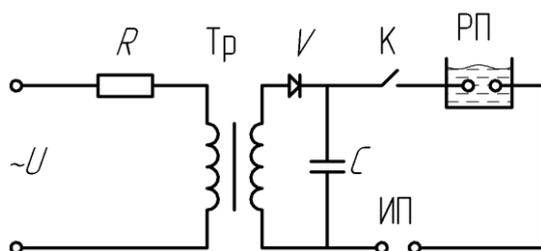


Рис. 3.14. Электрическая схема для воспроизведения ЭГЭ

Аппарат ЭГЭ (рис. 3.14) содержит источник высоковольтного питания U с зарядным сопротивлением R и трансформатором Tr , диодный выпрямитель V и конденсатор C , служащий накопителем электрической энергии. При замкнутом ключе K напряжение на конденсаторе повышается до значения, при котором происходит самопроизвольный пробой воздушного искрового промежутка (ИП), и вся энергия, запасенная в конденсаторе, «мгновенно» поступает на рабочий промежуток (РП) в жидкости, где выделяется в виде короткого электрического импульса большой мгновенной мощности. Частотой разрядов управляет ключ K .

В сосуде находится дистиллированная вода. При прохождении импульса электрического тока создается кратковременная электрическая дуга и происходит микровзрыв (энергия взрыва примерно 100 Дж). Он создает ударную волну. При этом мгновенная мощность должна быть как можно выше, а напряжение между проводниками – передаваться за доли секунды.

В литотриптере ударная волна, сформированная при помощи ЭГЭ, должна быть сфокусирована в зоне разрушаемого камня, поэтому рабочая часть литотриптера выполнена в виде половины эллипсоида вращения (рис. 3.15), который можно задать с помощью формулы

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} + \frac{z^2}{b^2} = 1.$$

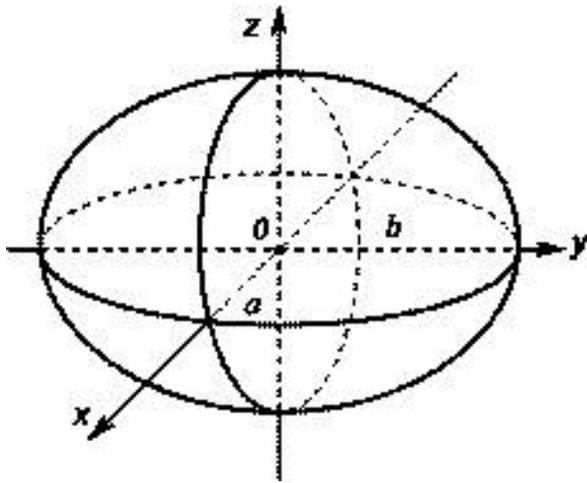


Рис. 3.15. Эллипсоид вращения

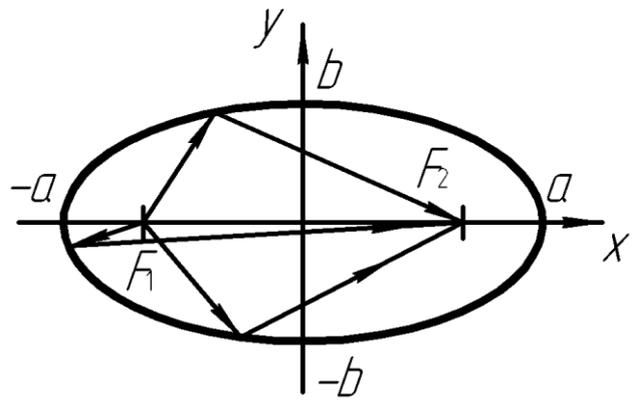


Рис. 3.16. Схема распространения лучей в эллипсоиде

Эллипсоид имеет два фокуса F_1 и F_2 (рис. 3.16), обладающих следующим свойством.

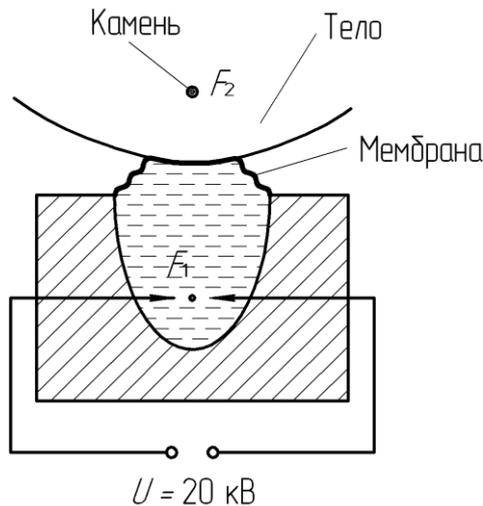


Рис. 3.17. Схема совмещения фокуса литотриптера с камнем

Любой луч, исходящий из одного фокуса, попадает на внутреннюю поверхность эллипсоида, отражается от него и проходит во второй фокус, т. е. все лучи, исходящие из одного фокуса, собираются во втором фокусе, причем сумма длин лучей одинакова во всех направлениях. Таким образом, энергия, исходящая из одного фокуса, концентрируется во втором фокусе, т. е. ударная волна, исходящая из F_1 , будет сфокусирована в F_2 . Литотриптер представляет собой металлический сосуд (рис. 3.17), внутренняя

часть которого имеет форму половины эллипсоида вращения. В фокусе F_1 на расстоянии примерно 5 мм расположены два вольфрамовых электрода, соединенных с источником высокого напряжения U . Открытая часть сосуда затянута упругой мембраной, внутренняя полость которого заполнена дистиллированной водой. Во время процедуры мембрана поджимается к телу пациента таким образом, чтобы второй фокус F_2 эллипсоида совместился с разрушаемым камнем.

Для успешного дробления камня нужно решить четыре задачи:

- найти камень внутри организма;
- определить его координаты;
- совместить второй фокус литотриптера с камнем;
- воспроизвести ЭГЭ.

Для решения этих задач в установке экстракорпоральной литотрипсии содержится четыре блока:

- система ультразвуковой (УЗ) визуализации;
- система определения координат камня (СОКК);
- система наведения литотриптера на камень;
- система управления высоковольтным разрядом.

Система управления установки имеет промышленный компьютер верхнего уровня и четыре подсистемы (рис. 3.18). Управляющие сигналы от ПК и сигналы обратной связи передаются через шину передачи данных. Система УЗ-визуализации имеет свой контроллер, УЗ-генератор, УЗ-приемник и УЗ-пьезоэлектрический сканер.

СОКК состоит из пассивного многозвенного манипулятора, на конечном звене которого установлен УЗ-пьезоэлектрический сканер. Врач вручную фиксирует его на теле пациента, находя по монитору расположение камня внутри почки. Далее система управления автоматически определяет положение камня относительно неподвижной системы координат, исходя из показаний датчиков положения пассивного манипулятора.

Система наведения литотриптера (второго фокуса) на камень получает информацию о координатах камня, далее, после решения обратной задачи управления, выдает сигналы драйверам на обработку электродвигателями (ЭД) координат манипулятора, рабочим органом которого является литотриптер.

Для решения обратной задачи управления необходимо решить систему векторных уравнений (рис. 3.19), исходя из условий совмещения координат камня и координат второго фокуса. Пусть пассивный манипулятор с УЗ-сканера состоит из многозвенника $OABC$ (в шарнирах A, B, C находятся датчики положения).

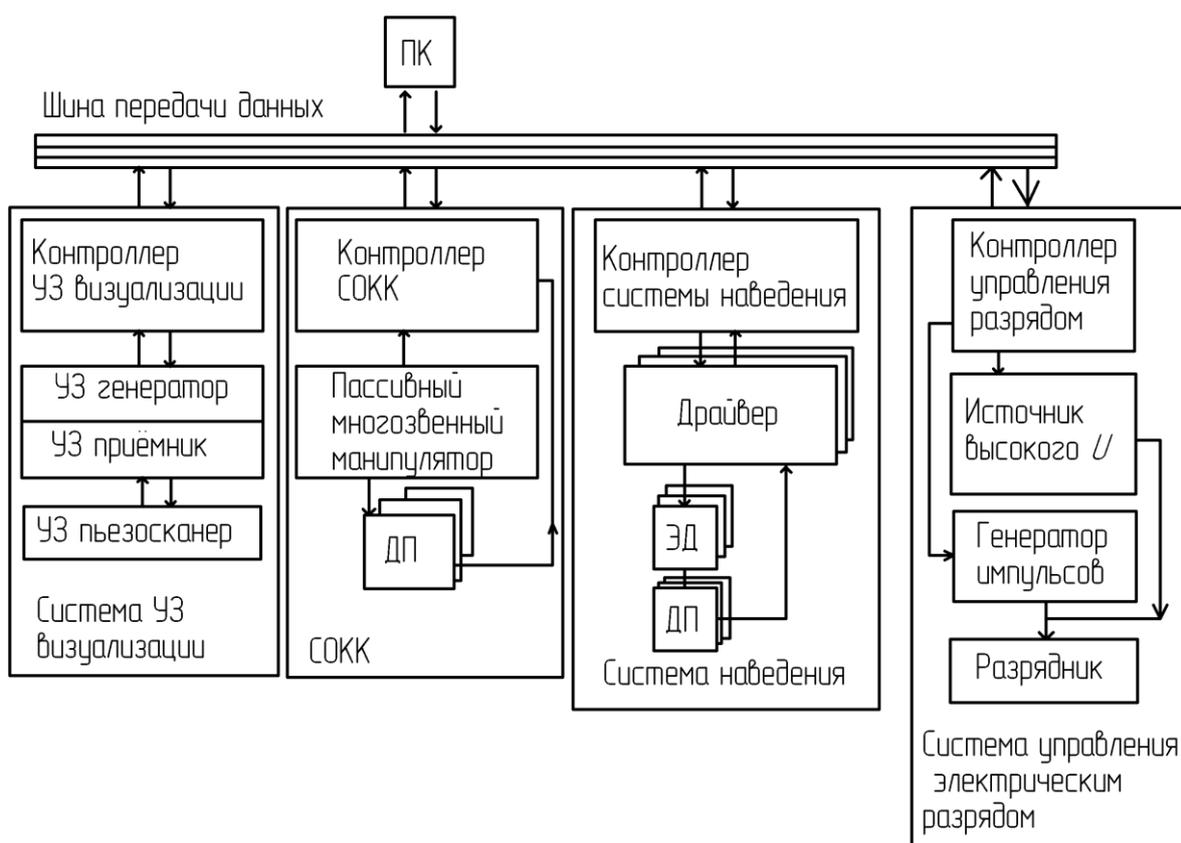


Рис. 3.18. Система управления установки экстракорпоральной литотрипсии

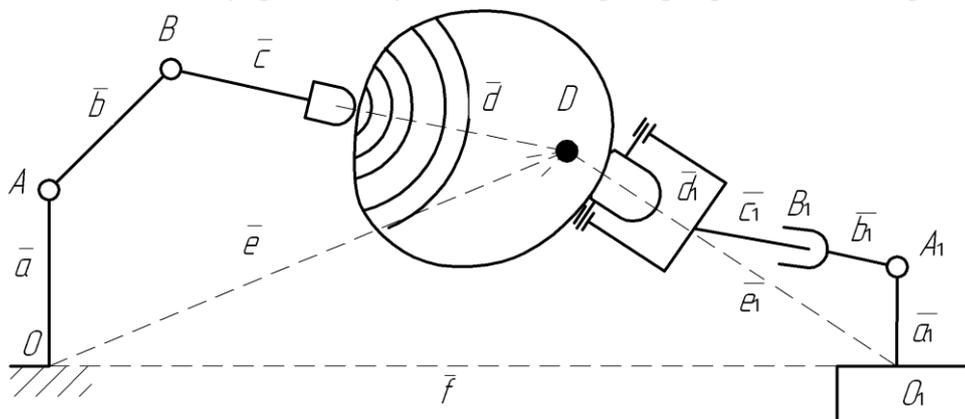


Рис. 3.19. Расчетная схема наведения литотриптера на камень

Манипулятор литотриптера представим в виде многозвенника $O_1A_1B_1C_1$, в узлах которого находятся электроприводы с драйверами, а в точке D — второй фокус литотриптера.

Условие совмещения камня со вторым фокусом:

$$\bar{f} + \bar{e} = \bar{e}_1. \quad (3.2)$$

С одной стороны для пассивного манипулятора будет справедливо уравнение

$$\bar{a} + \bar{b} + \bar{c} + \bar{d} = \bar{e}, \quad (3.3)$$

где \bar{d} — вектор, характеризующий расстояние от УЗ-сканера до камня внутри тела и определяемый УЗ-сканером.

С другой стороны, для манипулятора литотриптера можно записать

$$\bar{a}_1 + \bar{b}_1 + \bar{c}_1 + \bar{d}_1 = \bar{e}_1, \quad (3.4)$$

где вектор \bar{d}_1 характеризует расстояние от держателя литотриптера до второго фокуса. Контроллер наведения решает систему векторных уравнений (3.2)-(3.4) и выдает управляющие сигналы ЭД-манипулятора.

В некоторых конструкциях системы экстрокорпоральной литотрипсии предусмотрено синхронное отслеживание координат камня с помощью системы наведения с учетом дыхания пациента: во время процедуры камень совершает колебательные движения примерно 10-15 мм синхронно с дыханием.

3.5. Ультразвуковая диагностика

В диагностической технике, в частности в медицинской технике, широкое распространение получили ультразвуковые методы определения внутренней структуры объектов, осуществляемые снаружи объекта исследования. В настоящее время в системах УЗ-диагностики существенно расширились функциональные возможности аппаратуры и повышена разрешающая способность благодаря применению высокопроизводительных компьютеров, позволяющих обрабатывать большие массивы данных.

Под ультразвуком понимают волновые процессы в средах или телах, где восстанавливающей силой является сила упругости, а частота колебаний лежит в пределах от 16 кГц до 10 ГГц, т. е. выше слышимых челове-

ком частот звука. В зависимости от частоты УЗ-обладает специфическими особенностями генерации, приема, распространения и применения.

Многие животные воспринимают звуки значительно более высоких частот, чем человек: собаки – до 44 кГц; крысы – до 72 кГц; летучие мыши – до 115 кГц. Животные, ведущие ночной образ жизни или живущие в темных пещерах, а также морские животные используют УЗ-для обмена информацией и эхолокации. В природе источниками УЗ-могут быть землетрясения, извержения вулканов, смерчи в скалах. УЗ-также возникает при работе ракетных двигателей.

УЗ-получают с помощью специальных устройств – УЗ-преобразователей (излучателей), которые условно делят на механические и электрические. В механических УЗ-преобразователях источником УЗ-является механическая энергия потока газа или жидкости. Такие преобразователи называют свистками и сиренами, они просты по конструкции, но обладают нестабильностью излучаемых частот, что ограничивает область их применения.

В электрических преобразователях используют магнитострикционные и пьезоэлектрические материалы. Магнитострикционные преобразователи применяют на относительно низких УЗ-частотах – до 100 кГц, а пьезоэлектрические – до 100 МГц. Первые, как более мощные, используют в качестве технологических инструментов, в медицине – в качестве хирургических и стоматологических инструментов для очистки медицинских изделий, а пьезоэлектрические преобразователи – в тех же целях, что и магнитострикционные и для УЗ-диагностики.

Параметры УЗ-волновых процессов

Скорость распространения волны – это один из основных параметров упругой среды. Для продольных волн данный параметр постоянен для довольно большого диапазона частот, а для изгибных волн в твердых телах он зависит от частоты:

$$c_{изг} = \alpha \sqrt{\omega}.$$

Для таких упругих сред, как газ, жидкость, металл, скорость продольных волн называют скоростью звука. Для газа скорость звука определяется по формуле:

$$c_2 = \sqrt{Kp_0 / \rho_0},$$

где $K = c_p / c_v$ (а c_p, c_v – удельные теплоемкости газа при постоянных давлении, объеме (не путать со скоростью звука!)); p_0 и ρ_0 – давление и плотность невозмущенной среды газа.

Для жидкости скорость звука определяется с помощью выражения

$$c_{жс} = \sqrt{Y / \rho_0} = \sqrt{1 / \beta_{ад} \rho_0},$$

где $\beta_{ад}$ – адиабатический коэффициент сжатия жидкости; Y – модуль упругости жидкости.

Скорость звука в жидкости мало зависит от давления, так как жидкость по сравнению с газом малосжимаема.

Физические свойства мягких тканей человека близки к жидкой среде, что подтверждается на практике:

Материал	Скорость звука c , м/с
Воздух	330
Жир	1450
Вода	1480
Стекловидное тело глаза	1520
Мягкие ткани, мозг, печень	1540
Почки, селезенка, кровь	1560
Мышцы	1590
Кости черепа	4080

В медицинской практике результаты измерения скорости звука используют для оценки состояния тканей, например степени деминерализации костных тканей (такой эффект проявляется при длительном нахождении человека в условиях невесомости). Однако основная область применения параметра скорости звука – УЗ-диагностика.

В повседневной жизни мы замечаем, что при погружении ладони в воду при малой скорости ее перемещения вода оказывает малое сопротивление, т. е. давление на руку незначительно, а при большой скорости перемещения ладони в воде это сопротивление возрастает. В воздухе сопротивление воздушной среды намного меньше, однако тенденция та же: чем больше скорость, тем выше сопротивление среды. То же самое для колебательных процессов в упругих средах. Этот эффект характеризуется волно-

вым сопротивлением среды (ВСС) – отношением звукового давления в бегущей волне к колебательной скорости частиц среды:

$$z = \tilde{p} / \dot{\tilde{\xi}}.$$

Пусть в положительном направлении оси x распространяется бегущая волна давления (представленная в комплексном виде) с круговой частотой ω :

$$\tilde{p} = p_m e^{j(\omega t - kx)}, \quad (3.5)$$

где j – мнимая единица, $k = \omega / c$ – волновое число.

Этой волне соответствует бегущая волна колебательной скорости частиц

$$\dot{\tilde{\xi}} = \dot{\xi}_m e^{j(\omega t - kx)}, \quad (3.6)$$

которая очевидно имеет те же параметры ω и k .

Подставим уравнения (3.5) и (3.6) в формулу Эйлера для упругой среды

$$\partial p / \partial x = -\rho_0 \partial \dot{\xi} / \partial t :$$

$$jk (p_m / \rho_0) e^{j(\omega t - kx)} = j\omega \dot{\xi}_m e^{j(\omega t - kx)},$$

откуда получим

$$\omega \dot{\xi}_m = k (p_m / \rho_0)$$

или, учитывая, что $k = \omega / c$,

$$p_m = \rho_0 c \dot{\xi}_m. \quad (3.7)$$

Хорошо видно, что равенство (3.7) справедливо не только для амплитудных значений, но и для векторов:

$$\tilde{p} = \rho_0 c \dot{\tilde{\xi}}.$$

Отсюда по определению ВСС: $z = \tilde{p} / \dot{\tilde{\xi}}$ получим

$$z = \rho_0 c.$$

Волновое (или удельное) сопротивление среды – один из важнейших параметров упругих сред, характеризующих акустические процессы.

Хорошо видно, что для бегущих волн, распространяющихся в отрицательном направлении оси x , будет иметь место $\tilde{p} = -\rho_0 c \dot{\tilde{\xi}}$.

Размерность волнового сопротивления $[z]$ Н с/м³. Для воды $z = 1,5 \cdot 10^6$ Н с/м³, а для воздуха $z = 432$ Н с/м³. Численные значения z показывают, что волновое сопротивление воды в 3500 раз больше, чем воздуха.

Из физики упругих сред известно, что степень отражения волн на границе двух сред зависит от соотношения ВСС этих сред. При их равенстве бегущая волна проходит через границу без отражения, в любом другом случае происходит частичное или полное отражение.

В дальнейшем для краткости опустим индекс «0» при ρ , характеризующий плотность невозмущенной среды. Тогда ВСС определяется по формуле

$$Z = \rho \cdot c$$

Для упругих сред скорость звука (для продольной волны) определяется по формуле

$$c = \sqrt{\frac{Y}{\rho}}$$

здесь Y – объемный модуль упругости. В общем случае уравнение бегущей волны колебаний частиц воздуха можно записать в виде

$$\xi = \xi_M \cos(\omega t \pm kx),$$

здесь ω – угловая частота, $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число ($\lambda = c/f$ – длина волны). Знак «-» соответствует случаю, когда волна распространяется вдоль некой оси x , а знак «+», когда против оси. Уравнение бегущей волны давления можно записать в виде

$$p = p_m \cos(\omega t \pm kx + \varphi)$$

Здесь φ – фазовый сдвиг, зависящий от свойств среды.

Энергия бегущей волны в пространстве характеризуется плотностью энергии E , имеющей размерность Дж/м³. Для любой волны справедлива запись:

$$E = \frac{\rho \dot{\xi}^2}{2} + \frac{\beta p^2}{2}$$

Здесь $\beta = 1/Y$ – коэффициент сжимаемости. Для бегущей волны средняя за период плотность энергии:

$$E_{cp} = \frac{\rho \dot{\xi}_m^2}{2} = \frac{\beta p_m^2}{2} \Rightarrow \rho \dot{\xi}_m^2 = \beta p_m^2 \Rightarrow p_m = \rho c \dot{\xi}_m = z \dot{\xi}_m$$

Среднюю интенсивность волны можно определить по формуле

$$I_{cp} = E_{cp} c,$$

где I_{cp} выражается в Вт/м². Для ультразвуковой диагностики интенсивность не должна превышать 50 Вт/м². С помощью выражения для интенсивности определим плотность:

$$\frac{I_{cp}}{c} = \frac{\rho \dot{\xi}_m^2}{2} \Rightarrow \dot{\xi}_m = \sqrt{\frac{2I_{cp}}{\rho c}}$$

Для воды при $f = 1$ МГц, $c = 1500$ м/с, $\rho = 1000$ кг/м³ имеем:

$\dot{\xi}_m = 0,8 \cdot 10^{-2}$ м/с – амплитуда скорости колебаний воды,

$\xi_m = \dot{\xi}_m / \omega = 1,3 \cdot 10^{-9}$ м – амплитуда колебаний частиц воды,

$p_m = 0,12$ бар – амплитуда давления.

Таким образом, амплитудное значение избыточного давления в волне приблизительно равно 0,1 атмосферного давления.

3.5.1. Ультразвуковое сканирование

В основе эхо-импульсных методов диагностики лежат эффекты затухания и отражения УЗ-волн при прохождении их через неоднородную среду. Основная особенность УЗ-диагностики – возможность получения визуальной информации о мягких тканях, незначительно отличающихся по плотности или упругости. УЗ-метод исследования обладает высокой чувствительностью, может быть использован для обнаружения образований, не выявляемых с помощью рентгена, не требует применения контрастных веществ, безболезнен, практически не имеет противопоказаний.

Суть метода можно пояснить на простом примере (рис. 3.20). Пьезоэлектрический преобразователь 1, который может работать в режиме как излучения, так и приема, прижимают к поверхности тела 2 через тонкую прослойку буферной жидкой среды (вода, гель) для улучшения акустического контакта с тканями человека, т. е. для уменьшения отражения

УЗ-волн от поверхности тела. Пьезопреобразователь через сложную компьютерную систему связан с дисплеем (на рис. 3.20, а, справа), на котором по оси x представлена развертка по времени, а по оси y – по амплитуде сигнала.

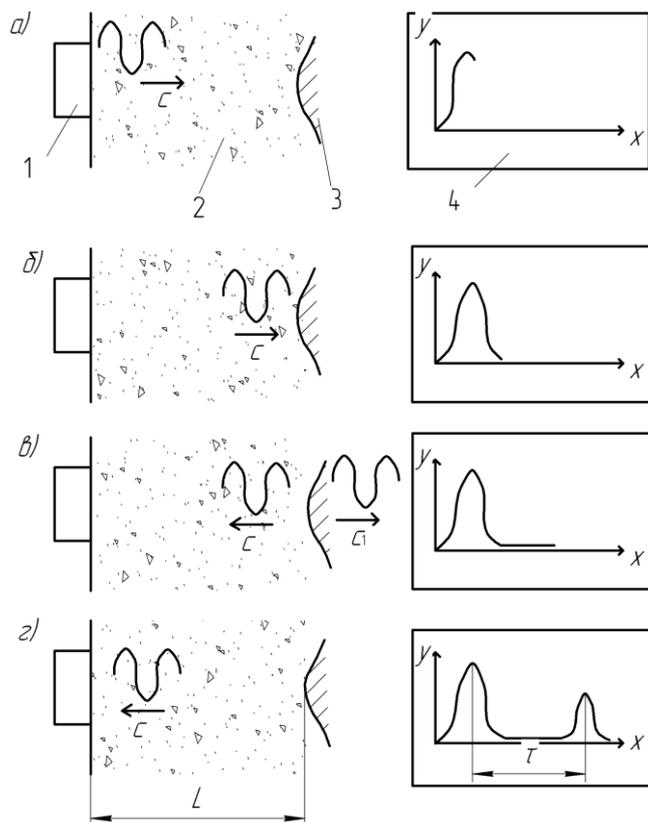


Рис. 3.20. Схема УЗ-эхо-импульсного метода

В момент испускания УЗ-импульса (см. рис. 3.20, а) на экране дисплея формируется передний фронт импульса. УЗ-импульс представляет собой пакет, состоящий из нескольких волн, т. е. импульс длится всего несколько периодов колебаний на фиксированной частоте в диапазоне от 1 до 15 МГц. Во время прохождения УЗ-импульса в тканях тела на экране формируется передающий импульс (см. рис. 3.20, б). Далее, УЗ-импульс на своем пути встречает внутренний орган 3 (см. рис. 3.20, а), который характеризуется отличным от ткани волновым сопротивлением (см. рис. 3.20, в). Следовательно, УЗ-импульс частично отразится, а частично пройдет внутрь органа. В этот отрезок времени на экране дисплея будет наблюдаться прямая линия, так как на пьезопреобразователе отсутствуют какие-либо сигналы.

После того как отраженный импульс, иначе – эхо-импульс, дошел до пьезопреобразователя, он появится на экране его амплитуда будет меньше испускаемого импульса (см. рис. 3.20, з). Расстояние от поверхности тела до внутреннего органа L можно определить по времени τ прохождения импульса до органа и обратно: $L = c\tau/2$. Рассмотренный принцип УЗ-визуализации внутреннего строения тела человека широко используется не только в медицине, но и в дефектоскопии для обнаружения изъянов внутри материалов и гидроакустике для обнаружения подводных объектов. Следует отметить, что это самый простой принцип визуализации, существуют и более сложные, но все они основаны на пропорциональности расстояния от излучателя до объекта и на времени прохождения импульса от излучателя и обратно.

Существующие эхо-импульсные системы визуализации имеют следующую структуру (рис. 3.21). Зондирование объекта осуществляется через контактную (буферную) среду.

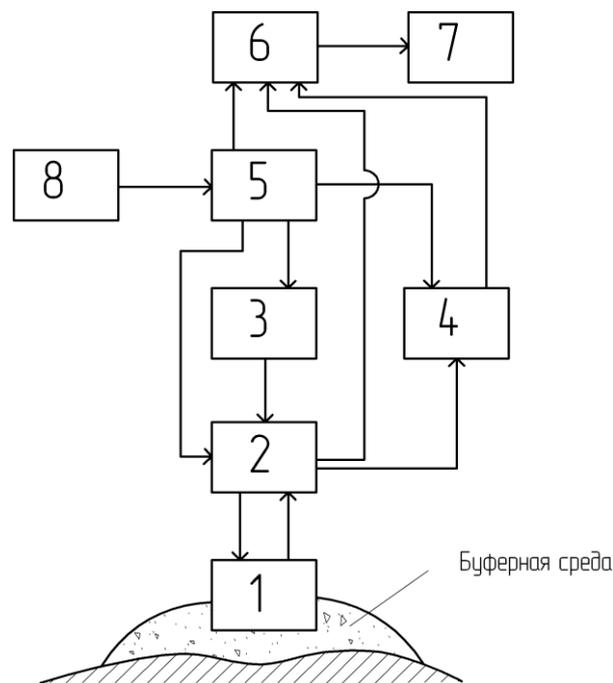


Рис. 3.21. Функциональная схема эхо-импульсной системы УЗ-визуализации

Основным элементом любой эхо-импульсной системы является пьезоэлектрический акустический преобразователь 1 , который служит для излучения зондирующего акустического сигнала на объект изучения и для

приема акустического эхо-сигнала, отраженного от объекта. Таким преобразователем может быть либо пьезокерамический элемент, либо одно- и двухмерная решетка (матрица) пьезокерамических элементов. Следующим элементом является система сканирования 2, предназначенная для получения информации с большей, чем без нее зоны исследования. На практике сканирование (т. е. движение оси УЗ-пучка по обследуемому объекту) можно выполнить одним из трех способов:

- путем перемещения всего преобразователя вручную;
- с использованием механического привода перемещения преобразователя;
- путем перемещения пучка относительно неподвижного преобразователя с помощью электронной коммутации пьезоэлементов матрицы преобразователя.

Для всех трех способов необходимо наличие растра (механического или электронного), т. е. области сканирования, чтобы ограничить сканирование пучка определенной областью и одновременно получить электрические сигналы, определяющие положение оси УЗ-пучка в пространстве.

Передающий тракт 3 (передатчик) должен подавать на преобразователь напряжение с крутым фронтом. Естественно стремление повысить амплитуду возбуждающего импульса напряжения, однако оно ограничено требованиями:

- не допускать значительны нелинейных эффектов при распространении акустических импульсов в среде;
- электрического пробоя в самом пьезоэлектрическом преобразователе и нелинейности в его работе;
- превышения ограничений уровня акустической энергии, излучаемой в тело пациента.

На практике амплитуды электрических импульсов не превышают 100 В.

Приемник 4 представляет собой систему усиления и сопряжения между преобразователем и устройством запоминания и обработки данных. В современных системах эхо-сигналы на выходе преобразователя имеют широкий динамический диапазон, уровень сигнал/шум – до 80 дБ.

Наиболее ответственным и сложным элементом системы является устройство запоминания и обработки данных 6. В нем происходит обработка сигналов, полученных от устройства управления 5 и приемника 4, и запоминание информации. Эта информация поступает на дисплей, где визуализируется вся переработанная информация 7.

Кроме перечисленных элементов в эхо-импульсную систему входят пульт управления 8 и устройство управления всей системой, которое управляет работой передатчика, приемника и системой сканирования.

Типы УЗ-изображений.

В системах медицинской УЗ-диагностики получают изображения трех типов — А, В, М. Эти типы также называют методами или режимами сканирования.

Изображение А-типа (amplitude modulation). Содержит лишь одну пространственную координату вдоль направления распространения УЗ-пучка: по оси x – время, по оси y – амплитуда сигнала. Эхо-сигналы вдоль трассы излучения соответствуют глубине залегания и отражающей способности тканей, лежащих на пути УЗ-пучка (см. рис. 3.21).

Изображение В-типа (brightness – яркость). Это изображение томографического слоя, полученного в режиме так называемой серой шкалы. Каждой амплитуде принятого эхо-сигнала соответствует определенная степень почернения люминофора электронно-лучевой трубки монитора. Чем меньше интенсивность эхо-сигнала, тем темнее выглядит на мониторе участок изображения, и наоборот. В-тип – основной тип изображения в абдоминальной ультрасонографии. Преобразователь (или УЗ-пучок) перемещается, т. е. сканирует, вдоль поверхности тела, при этом на экране монитора, имеющего память, фиксируется двухмерная эхограмма, воспроизводящая поперечное сечение исследуемой области тела. Иначе говоря, если представить движущийся вдоль тела преобразователь как нож, то изображение В-типа – срез, полученный при рассечении тела ножом.

Сравним изображения А-типа и В-типа (рис. 3.22, а). Пусть внутри тела 1 находится объект 2, волновое сопротивление $\rho_2 c_2$ которого отличается от волнового сопротивления тела $\rho_1 c_1$. На поверхности тела находится

преобразователь 3, излучающий и принимающий УЗ-импульсы. Ось УЗ-пучка расположена под заданным углом φ к какой-либо оси координат. При изображении *A*-типа на мониторе будут видны четыре импульса (рис. 3.22, б), расположенные последовательно вдоль оси x : излучаемый (T_1), отраженный от передней границы объекта (T_2), отраженный от задней границы объекта (T_3) и отраженный от задней границы тела (T_4). Амплитуды этих импульсов уменьшаются с расстоянием от преобразователя.

При изображении *B*-типа на экране монитора, работающего в режиме серой шкалы, вдоль оси x в тех же местах будут видны четыре яркие точки (рис. 3.22, в), яркость которых зависит от интенсивности эхо-сигналов. Заметьте, что при *A*-типе интенсивность эхо-сигналов характеризуется высотой пиков по оси y на мониторе.

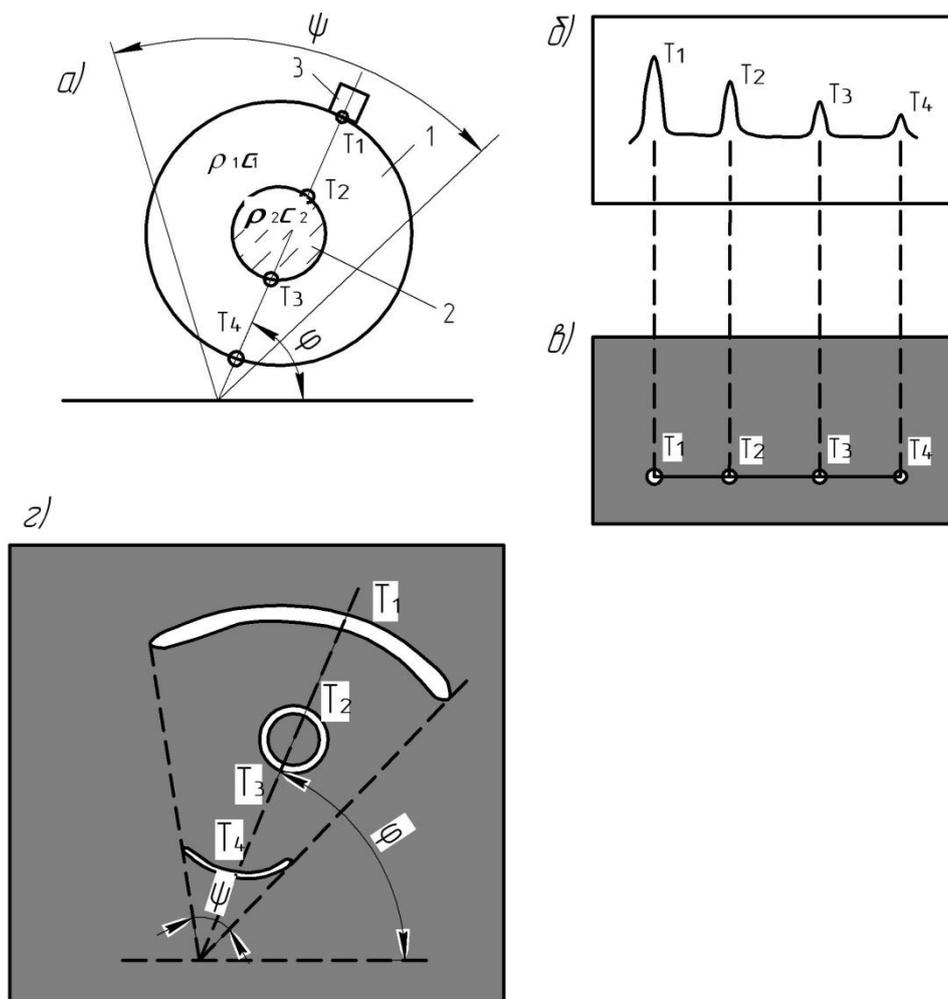


Рис. 3.22. *A* и *B*-типы УЗ-изображений

Теперь будем двигать преобразователь по телу, тем самым изменяя угол φ , который можно измерить в любом положении (рис. 3.22, ε). В результате на мониторе, имеющем послесвечение (запоминание предыдущего сигнала) и круговую развертку, зависящую от угла φ , получится томографическое изображение объекта, находящегося внутри тела (т. е. изображение среза тела). Существует частный вид изображения *B*-типа, который называется *C*-режимом. При нем осуществляется сканирование с постоянной глубиной, и на экране появляется двухмерное изображение объекта, находящегося в плоскости, параллельной плоскости перемещения преобразователя, и соответственно, перпендикулярной к оси УЗ-пучка. Фиксация расстояния между плоскостями устанавливается путем стробирования эхо-сигнала по времени. Необходимо отметить, что при *C*-режиме сканирование УЗ-пучка осуществляется дополнительно и вдоль тела.

Изображение M-типа (motion – движение), или изображение ТМ-типа (time-motion). Это основной тип в методе эхокардиографии. При исследовании сердца расстояние между преобразователем и отражающей поверхностью постоянно в такт сердца меняется. При этом координаты по длительности изображений *A*-типа считываются по вертикальной оси, амплитуда видеосигнала модулирует яркость строки и все получаемые строки с течением времени медленно разворачиваются (ползут) вдоль горизонтальной оси.

Корректировка при визуализации эхо-сигналов.

При визуализации акустической информации возникает множество проблем, связанных с прохождением УЗ-луча через различные ткани. Эхо-сигналы от ближних к излучателю структур будут иметь большую мощность, чем от структур, лежащих в глубине тела. Поэтому, чтобы на экране ближние структуры не выглядели более яркими, требуется компенсировать потерю интенсивности эхо-сигналов, отраженных от глубоколежащих структур. Затухание эхо-сигналов можно скорректировать с помощью временной автоматической регулировки усиления (ВАРУ), однако реальная глубина исследуемых тканей не должна превышать 100λ . Большое усиление ВАРУ (gain), т. е. прирост интенсивности эхо-сигнала, дает яркий сигнал на мониторе. Однако оно приводит к потере темных оттенков серого, а

малое усиление – светлых градаций серого цвета, что существенно ухудшает качество изображения.

Повышение или понижение чувствительности аппарата в зависимости от глубины исследуемой зоны осуществляется путем регулирования амплитуды эхо-сигнала от ближних и дальних зон, т. е. путем отдельного регулирования усиления в зависимости от рассматриваемых объектов. Ближний прирост (near gain) позволяет усиливать или подавлять эхо-сигналы от тканей, лежащих около поверхности преобразователя, дальний прирост (far gain) – на больших глубинах. Во время исследования оператор регулирует и то и другое. Помимо gain у оператора есть и другие возможности воздействовать на мощность эхо-сигналов: задержка (delay), чувствительность (sensitivity), грубый прирост (coarse gain). Эти регулировки могут отсутствовать на аппаратах различных фирм.

Динамический диапазон отображенных эхо-сигналов (dynamic range) позволяет проводить оптимальную дифференциацию изображений различных по акустической плотности тканей за счет регулировки диапазона интенсивности эхо-сигналов. Некоторые установки имеют возможность «усиления» изображения эхо-сигналов (echo enhancement). Чем выше уровень усиления, тем контрастнее эхо-рисунок.

Сканирование УЗ-луча.

Для создания двухмерного изображения объекта необходимо перемещать УЗ-луч в зоне, ограниченной растром аппарата. В зависимости от области применения и объектов исследования используется сканирование с различной геометрической формой зоны сканирования – растра. В настоящее время существуют сканеры (т. е. преобразователи с системой сканирования), имеющие секторную, линейную, трапециевидную и конвексную форму зоны сканирования.

Секторные сканеры обеспечивают хорошую визуализацию внутренних органов на любой глубине при широком обзоре, за исключением тканей, находящихся вблизи поверхности тела. Обычно угол развертки – $60-90^{\circ}$. Из-за малой площади контакта с поверхностью тела этот сканер незаменим при исследовании межреберного пространства и через роднички черепа новорожденного.

Линейные сканеры обеспечивают диагностику на небольших участках тела как на поверхности, так и в глубоколежащих структурах, и часто применяют при обследовании брюшной полости и в акушерстве.

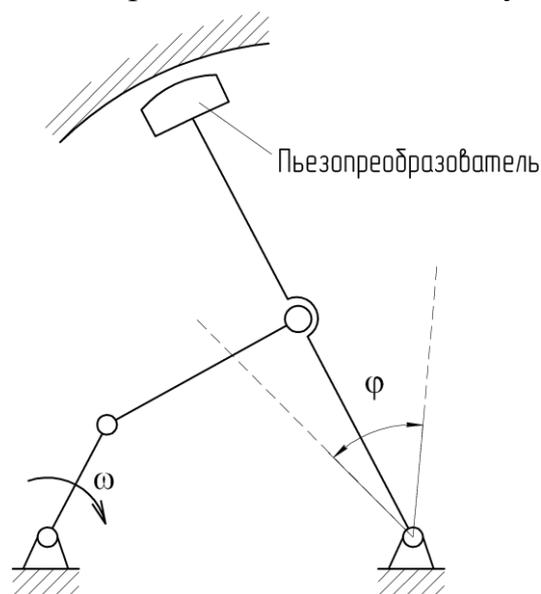


Рис. 3.23. Кинематическая схема сканера с электро-механическим приводом

Трапециевидные и конвексные (т. е. трапециевидные с выпуклой большей стороной) сканеры занимают промежуточное положение между секторными и линейными и используют в гинекологии и акушерстве, а также в общей УЗ-диагностике. Сканирование, при котором перемещается сам преобразователь, может осуществляться вручную и механически, например с приводом от шагового двигателя или двигателя постоянного тока (рис. 3.23), вращающегося с постоянной скоростью ω , через кривошипно-шатунный механизм. На его выходном звене установлен пьезопреобразователь.

Это простой и дешевый способ сканирования, более точный, чем ручной. Он позволяет получить двухмерное изображение в реальном времени. Однако механический способ сканирования имеет ряд недостатков, которые ограничивают его применение:

1. Ограниченное поле растра сканера по форме и размерам.
2. Невысокая надежность при длительной эксплуатации из-за гибких токоподводов к качающемуся пьезопреобразователю.

3. Ненадежность контакта между пациентом и пьезопреобразователем из-за качательного движения последнего.

4. Сложность перехода с одного режима сканирования на другой.

5. Невозможность осуществления управляемой фокусировки.

От этих недостатков свободны электронные системы сканирования, в которых отсутствуют подвижные механические элементы.

Электронное сканирование.

Для осуществления электронного сканирования необходимо иметь составной пьезопреобразователь, состоящий из набора пьезоэлектрических элементов, каждый из которых подключается к генератору отдельно от других (коммутируется) и колебания которого не оказывают влияния на работу остальных пьезоэлементов. Такие составные пьезопреобразователи называются пьезоэлектрическими решетками. В УЗ-диагностике используются решетки двух типов: кольцевые и линейные.

Линейная решетка (рис. 3.24) – это составной прямолинейный преобразователь 1, набранный из отдельно работающих пьезоэлементов 2, представляющих собой пьезокерамические квадратики не более 4x4 мм.

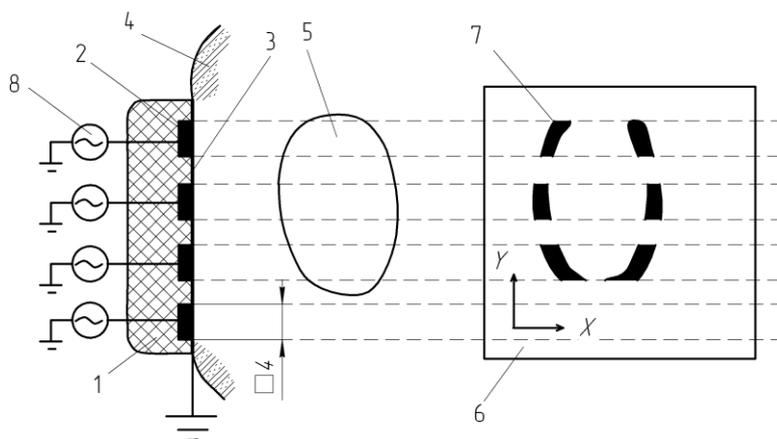


Рис. 3.24. Схема работы линейной решетки

Пьезоэлементы прикреплены к тонкой заземленной мембране 3, которая через гель прижимается к телу пациента 4. При линейном сканировании внутреннего органа 5, т. е. при последовательном излучении и приеме каждого из пьезоэлементов, на экране 6 возникают светлые пятна 7, координаты которых соответствуют по оси x временной координате отраженного от внутреннего органа сигнала, а по оси y – линейной координате данного пьезоэлемента. Такая линейная решетка подключена к многока-

нальному электронному коммутатору (количество каналов равно числу пьезоэлементов решетки). Благодаря такому решению существует возможность с разделением по времени подключать элементы решетки к общему ряду передатчиков δ и приемников электронной цепи управления.

Работу УЗ-сканера с линейной решеткой можно разделить на два режима: излучение УЗ-волн и прием отраженных УЗ-волн. Система управления современных сканеров в этих режимах представлена на рис. 3.25.

Схема управления запускает передатчики ТХ, которые формируют ступенчатые импульсы с размахом ± 90 В. Высоковольтные ключи последовательно подают эти электрические импульсы на пьезоизлучатели, которые излучают УЗ-акустические волны в исследуемый объект. В режиме приема те же пьезоизлучатели, работающие уже в качестве пьезодатчиков через высоковольтные ключи, направляют отраженные сигналы на приемники RX и далее в схему обработки сигнала.

У линейной решетки с линейным сканированием есть существенный недостаток, заключающийся в том, что поперечное разрешение системы снижается с увеличением дальности из-за расхождения УЗ-пучка. Недостаток проявляется в том, что границы между внутренними органами и тканями размываются и становятся нечеткими.

Например, при $d = 4$ мм, $f = 3,5$ МГц на расстоянии $h = 60$ мм сигнал отражения, имеющий интенсивность -10 дБ, различимый объект имеет протяженность $3,7$ мм, а на расстоянии $h = 100$ мм при той же интенсивности отраженного сигнала – протяженность 6 мм (рис. 3.24). Поле зрения этой системы плоское и ограничено размерами решетки. Она используется преимущественно на малых расстояниях по глубине.

Для увеличения поля зрения (растра) применяются линейные решетки с секторным сканированием. Это конвексное сканирование. При таком сканировании фронт УЗ-пучка поворачивается, а каждый излучатель должен иметь отдельный передатчик (генератор).

Рассмотрим линейную решетку с конвексным сканированием, состоящую из n пьезоэлементов, расстояние между центрами соседних пьезоэлементов – d (следовательно размер каждого элемента также равен d). Необходимо обеспечить создание УЗ-пучка с фронтом волны (см. рис. 3.26, пунктирная линия), имеющим угол Θ к линии решетки.

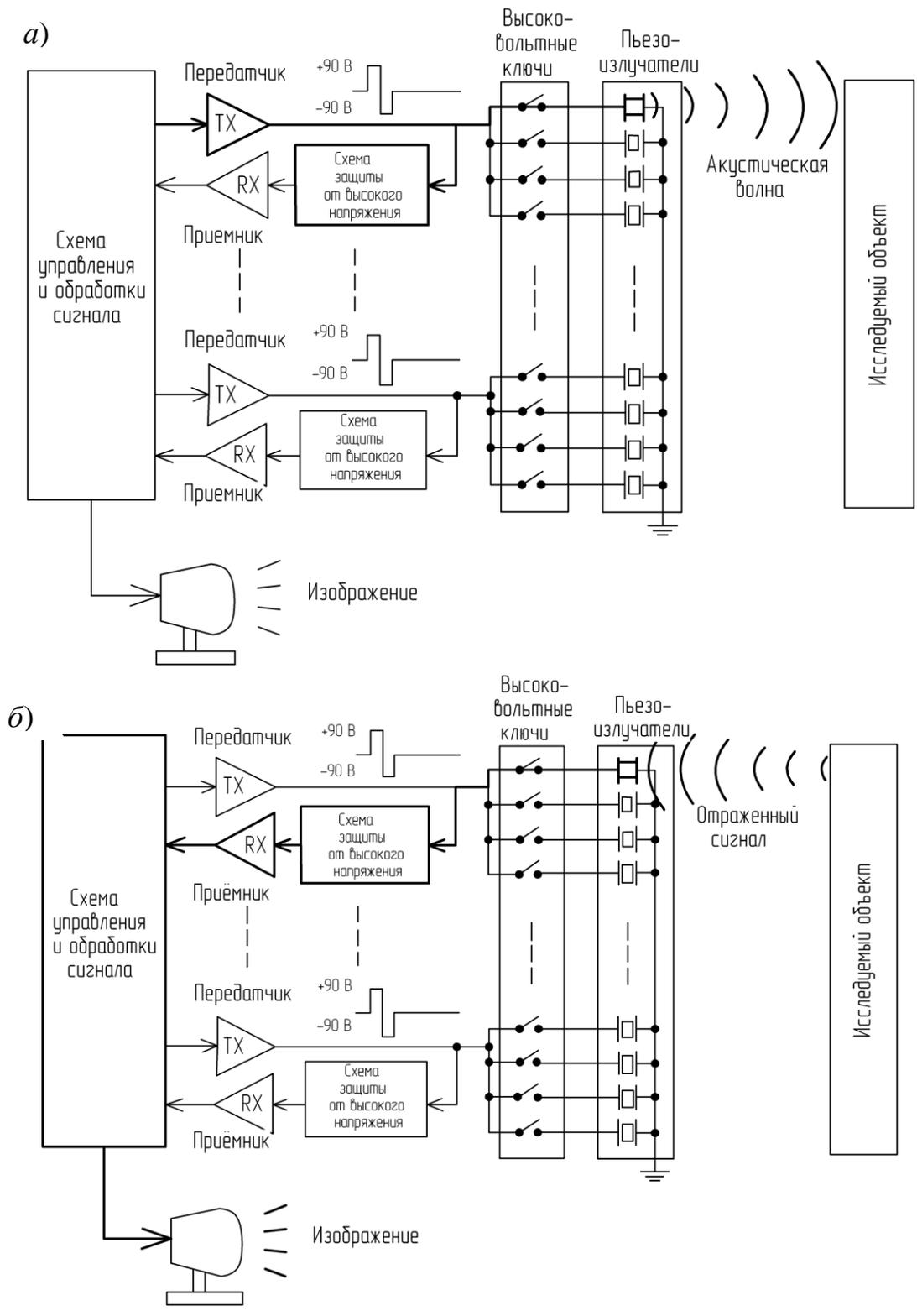


Рис. 3.25. Схема работы системы управления линейной решеткой: а – в режиме излучения, б – в режиме приема

Пусть на каждый i -й пьезоэлемент, возбуждающей колебания на одной частоте и с одинаковой амплитудой, подается напряжение U_i , но с разными фазами колебаний φ_i .

$$\tilde{\xi} = \xi_m \exp[j(\omega t - kx + \varphi_i)]$$

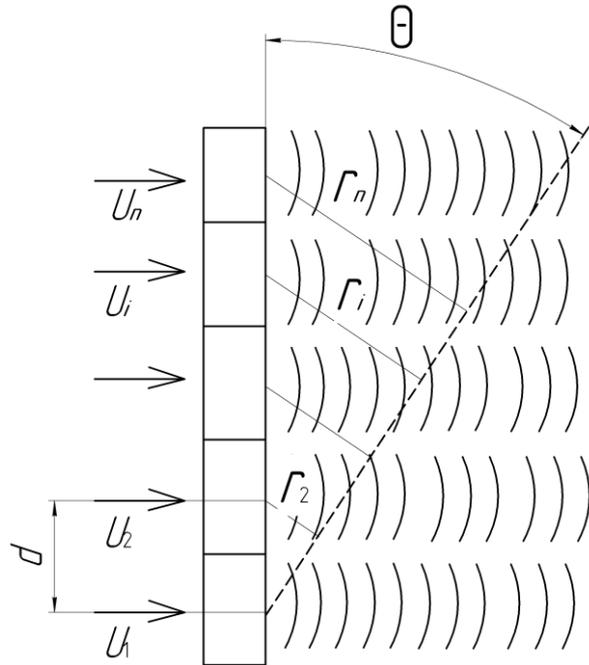


Рис. 3.26. Схема конвексного сканирования

Разумеется, отсчет времени для всех элементов одинаков. Тогда для наблюдателя, находящегося в данный момент времени t на фронте волны, колебательные процессы от каждого элемента будут иметь вид

$$\tilde{\xi}_1 = \xi_m \exp(j\omega t),$$

$$\tilde{\xi}_2 = \xi_m \exp[j(\omega t - kr_2 + \varphi_2)],$$

$$\tilde{\xi}_3 = \xi_m \exp[j(\omega t - kr_3 + \varphi_3)],$$

$$\tilde{\xi}_i = \xi_m \exp[j(\omega t - kr_i + \varphi_i)], \quad \tilde{\xi}_n = \xi_m \exp[j(\omega t - kr_n + \varphi_n)].$$

С одной стороны, чтобы все волны пришли во фронт волны в одной фазе, показатели комплексных функций должны быть такими:

$$\omega t = \omega t - kr_2 + \varphi_2 = \omega t - kr_i + \varphi_i = \omega t - kr_n + \varphi_n.$$

Следовательно, $kr_i = \varphi_i$.

С другой стороны, $r_1 = 0$, $r_2 = d \sin \theta$, $r_i = (i - 1)d \sin \theta$, поэтому $\varphi_i = k(i - 1)d \sin \theta$.

Таким образом, чтобы обеспечить приход всех волн в одной фазе по линии фронта, имеющей угол θ с линейной решеткой, необходимо иметь сдвиг фаз между соседними элементами

$$\Delta\varphi_i = \varphi_i - \varphi_{i-1} = kd \sin \theta = const .$$

Чтобы обеспечить данный постоянный сдвиг фаз между соседними элементами решетки, необходимо запускать каждый последующий элемент с задержкой τ , которая обеспечит сдвиг фаз $\Delta\varphi = \omega\tau$. Учитывая, что $\omega = 2\pi f$, $k = 2\pi/\lambda$, $\lambda = c/f$, получим $\tau = d \sin \theta / c$.

Таким образом, задержка пропорциональна размеру пьезоэлемента, синусу угла и обратно пропорциональна скорости звука. Для любого i -ого элемента относительно n -го задержка времени $\tau_i = (n - i)\tau$.

Отметим, что существуют электронные устройства, которые по программе управляют значением τ_i для каждого элемента. Следовательно, фронт волны может иметь в принципе любую форму (прямолинейную, угловую, параболическую и т. д.).

Современные УЗ-сканеры, оснащенные системами конвексного сканирования без движущихся механических элементов, обладают многими признаками мехатронных объектов, так как большая часть функциональной нагрузки лежит на компьютерной системе управления.

3.5.2. Ультразвуковые доплеровские мехатронные приборы

Эффект Доплера проявляется в зависимости от наблюдаемой частоты волнового процесса, от любого изменения расстояния между источником колебаний и приемником, а также если приемник или источник (или оба) движется или источник неподвижен, но сигнал от источника отражается от движущегося объекта и принимается неподвижным приемником. На основе эффекта Доплера созданы приборы для определения скорости объектов в различных областях техники: в авиации и космонавтике (используются световые волны); в медицине для определения скорости направления тока крови; в гидро- и пневмоавтоматике для определения скорости газа или жидкости (в последних двух случаях применяются акустические волны). Такие приборы можно отнести к мехатронным, так как в них осуществлена интеграция механических, электромеханических и сен

сорных элементов, объединенных компьютерной системой управления с использованием сложных программных продуктов.

Рассмотрим простейший случай, когда излучатель и приемник движутся вдоль одной прямой (рис. 3.27).

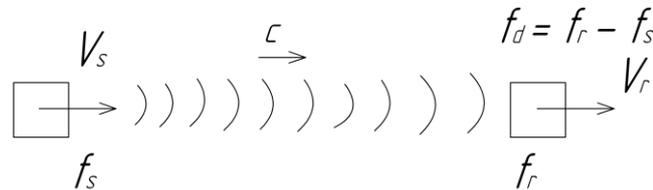


Рис. 3.27. Эффект Доплера при движущихся излучателе и приемнике в одном направлении

Пусть излучатель колеблется с частотой f_s и движется в положительном направлении оси x со скоростью V_s , приемник также движется в положительном направлении оси x (за положительное направление оси x выбрано направление распространения звука) со скоростью V_r , скорость распространения звука в среде – c . Тогда частота колебаний, воспринимаемая приемником, определяется по формуле

$$f_r = (c - V_r) f_s / (c - V_s). \tag{3.8}$$

При этом так называемое доплеровское смещение частоты

$$f_d = f_r - f_s = f_s (V_s - V_r) / (c - V_s). \tag{3.9}$$

При применении ультразвуковой доплеровской локации обычно неподвижны излучатель и приемник, а движется отражатель (либо рассеиватель). Эта схема используется для определения кровотока в сосудах.

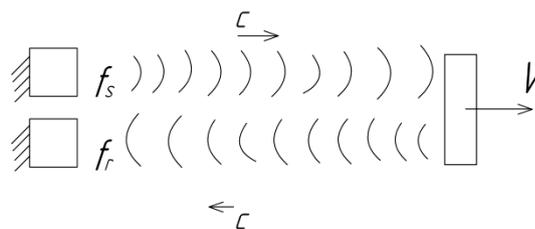


Рис. 3.28. Эффект Доплера при неподвижных излучателе и приемнике и при движущемся отражателе в направлении излучения

При измерении скорости кровотока ультразвук отражается и рассеивается на флуктуациях плотности и сжимаемости среды, в качестве которых служат эритроциты. Принятый от рассеивания волны сигнал можно вычислить как сумму сигналов от всех элементов крови на пути УЗ-пучка

(т. е. в сечении пучка). При этом рассмотренная выше схема трансформируется (рис. 3.28).

Для определения f_r будем считать, что отражатель неподвижен. Тогда излучатель относительно него движется в противоположную от излучения волны сторону, поэтому в формуле (3.8) в знаменателе V_s будет со знаком «+». Приемник относительно неподвижного отражателя движется в ту же сторону, что и волна, поэтому в числителе знак «-» сохраняется:

$$f_r = (c - V_r) f_s / (c + V_s). \quad (3.9)$$

В доплеровских измерителях кровотока излучатель и приемник на одной прямой не находятся и их оси пересекаются под небольшим углом Φ (рис. 3.29). Угол между направлением движения крови в сосуде и осью излучателя обозначен Θ_s , угол между направлением движения крови в сосуде и осью приемника — Θ_r , а угол между направлением движения крови и биссектрисой угла, образованного осями излучателя и приемника — Θ .

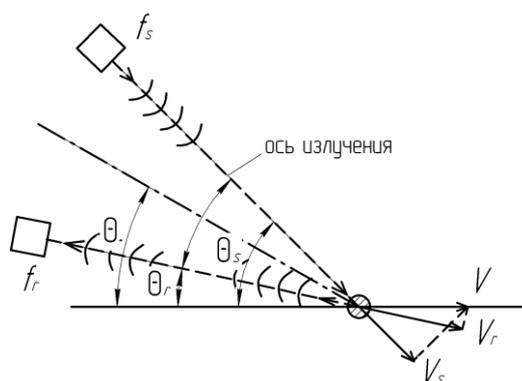


Рис. 3.29. Проявление эффекта Доплера при направлении движения отражателя, не совпадающего с направлением излучения

Поскольку направление скорости кровотока V (скорости эритроцитов) не совпадает с направлением распространения падающей и отражаемой волн, то в формуле (3.9) скорости V_s и V_r надо заменить на проекции на направления излучения и приема. Нетрудно показать, что проекция скорости отражателя на направление излучения звука $V_s = V \cos \Theta_s$, а проекция скорости отражателя на направление приема $V_r = V \cos \Theta_r$. При этом доплеровское смещение частоты определяется по формуле

$$f_d = f_r - f_s = f_s (c - V \cos \Theta_r) / (c + V \cos \Theta_s) - f_s. \quad (3.10)$$

Для крови $c = 1500$ м/с, скорость тока крови $V < 1$ м/с, следовательно $V \ll c$, поэтому в знаменателе в (3.10) $V \cos \Theta_s$ можно пренебречь:

$$f_d = -f_s V (\cos \Theta_r + \cos \Theta_s) / c = -2f_s V \cos[(\Theta_r + \Theta_s)/2] \cos[(\Theta_r - \Theta_s)/2] / c.$$

Учитывая, что $\Theta = (\Theta_r + \Theta_s)/2$ и обозначая угол между осью излучателя и осью приемника $\Phi = \Theta_r - \Theta_s$, получим $f_d = -2f_s V \cos \Theta \cos(\Phi/2) / c$.

Обычно в устройстве измерения кровотока в одном корпусе совмещают и излучатель и приемник, в качестве которых выступают пьезоэлектрические преобразователи диаметром до 6 мм (рис. 3.30). При пересечении излучаемого и принимаемого пучков образуется так называемый измерительный объем. Он характеризуется тем, что измерение скорости отражателя (эритроцита) возможно только в том случае, если он попал во время измерения в этот объем.

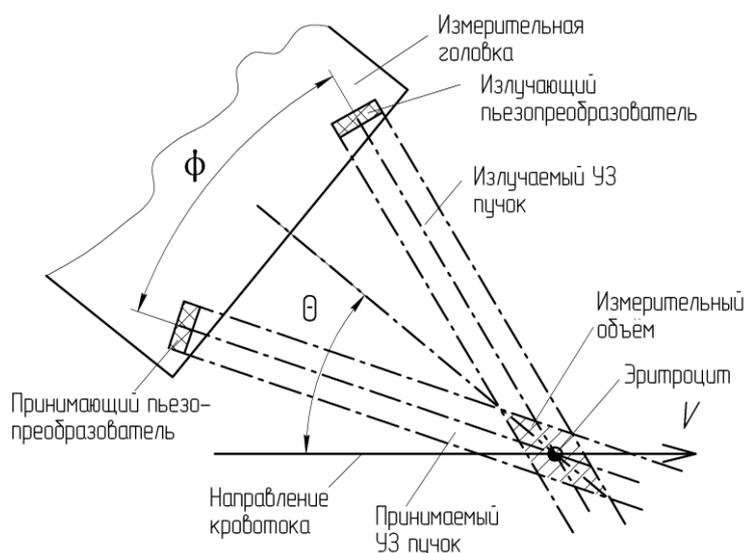


Рис. 3.30. Схема работы УЗ доплеровского прибора измерения кровотока

Угол Φ между осями преобразователей – не более 15° , поэтому $\cos \Phi/2 \approx 1$, следовательно

$$f_d \approx -f_s V \cos \Theta / c. \quad (3.11)$$

Анализ выражения (3.11) позволяет сделать следующие выводы:

1. Допплеровский сдвиг частоты f_d пропорционален частоте излучения. Поскольку с увеличением частоты f_s и ширины УЗ-пучка возрастает затухание и снижается мощность рассеянного сигнала, то диапазон частот

$f_s = 2 - 20$ МГц, для которого f_d находится в звуковом диапазоне, что важно для проведения диагностики на слух.

2. Допплеровская частота f_d пропорциональна скорости движения отражателя (рассеивателя).

3. Допплеровская частота f_d обратно пропорциональна скорости звука в биологической ткани.

4. Допплеровская частота f_d зависит от угла между скоростью кровотока и биссектрисой измерительной головки, в частности, при $\Theta = \pi/2$ $f_d = 0$.

Этот принцип используется в диагностической аппаратуре двух типов:

- в доплеровском приборе непрерывного излучения;
- в импульсно-доплеровском измерителе кровотока.

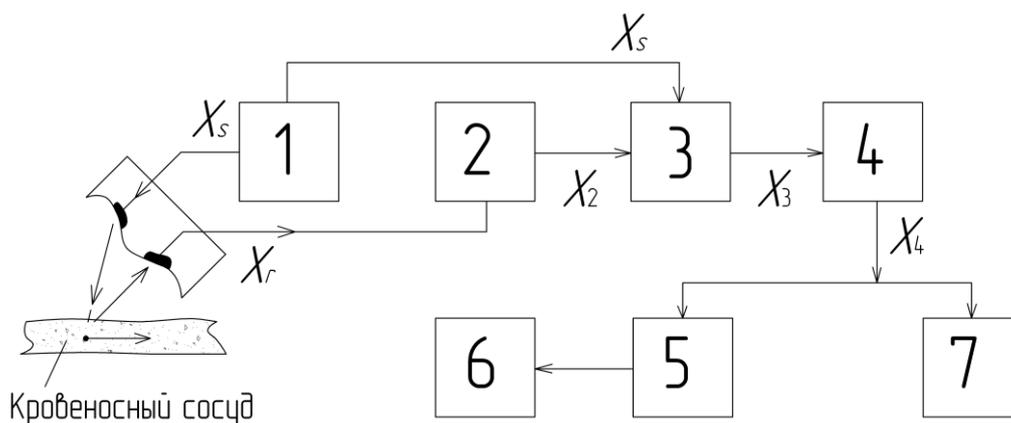


Рис. 3.31. Схема доплеровского прибора непрерывного излучения: 1 – УЗ-генератор; 2 – УВЧ; 3 – смеситель-умножитель; 4 – УНЧ полосовой фильтр; 5 – частотомер; 6 – регистрирующий прибор; 7 – акустическая головка

Прибор непрерывного излучения впервые был предложен Сатомурой в 1957 г. Излучающий пьезопреобразователь (рис. 3.31) соединен с генератором, работающим в диапазоне частот 2 - 20 МГц, и непрерывно излучает УЗ-пучок. УЗ-волны рассеиваются в измерительном объеме и отражаются, а затем улавливаются приемным пьезопреобразователем. Далее, электрические сигналы усиливаются и перемножаются с сигналом генератора. Затем, полезный сигнал отфильтровывается и подается на частотомер и акустическую головку.

Поясним его работу на следующем примере. Пусть излучатель генерирует сигнал $x_s = A_s \cos \omega_s t$, а сигнал, принимаемый приемником, в соответст-

вии с эффектом Допплера $x_r = A_r \cos[(\omega_s + \omega_d)t + \varphi]$, где $\omega_s = 2\pi f_s$, $\omega_d = 2\pi f_d$, φ – сдвиг фаз между излучаемым и принимаемым сигналами.

В усилителе высокой частоты (УВЧ) этот сигнал преобразуется в сигнал $x_2 = A_s x_r / A_r$, а сигнал на выходе смесителя-умножителя

$$\begin{aligned} x_3 = x_2 x_s &= A_s^2 \cos \omega_s t A_r \cos[(\omega_s + \omega_d)t + \varphi] = \\ &= 0,5 A_s^2 \cos(\omega_d t + \varphi) + 0,5 A_s^2 \cos[(2\omega_s + \omega_d)t + \varphi]. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Второй член выражения (3.12) имеет двойную частоту $2\omega_s$, поэтому он легко отфильтровывается в усилителе низкой частоты (УНЧ) с полосовым фильтром. В результате на выходе УНЧ остается сигнал

$$x_4 = 0,5 A_s^2 \cos(\omega_d t + \varphi),$$

который подается на частотомер, определяющий f_d , и акустическую головку, воспроизводящую звук с частотой доплеровского смещения частоты, по которому опытный врач определяет застойные зоны в сосудах.

УЗ-сигнал, воспринимаемый приемным пьезопреобразователем, содержит сигналы, не только рассеянные эритроцитами, но и намного большей амплитуды, отраженные от других структур (например, от границы жировой и мышечной ткани, стенок сосудов). Эти сигналы обычно на 40 - 50 дБ превышают сигналы от кровотока, кроме того, они могут обладать низкочастотным доплеровским сдвигом, вызванным пульсациями артерий или смещениями измерительной головки в руке врача. Для подавления таких мощных сигналов в УНЧ вводят фильтры верхних частот (так как скорость крови меньше скорости пульсаций). Побочный эффект фильтрации состоит в повышении вероятности потери низкочастотных доплеровских сигналов от кровотока. Для его устранения вводят НЧ-фильтр для ограничения мощности сигнала, верхняя частота среза которого устанавливается равной максимально ожидаемой частоте сдвига Допплера.

Поскольку внутри измерительного объема, ограниченного пересечением УЗ-пучков излучаемого и рассеянного сигналов, существует распределение скоростей кровотока в поперечном сечении сосуда, то доплеровский сигнал является суперпозицией доплеровских сигналов от каждого рассеивателя. Суммарный сигнал имеет сплошной спектр, а частотомер будет показывать лишь среднее значение из этих частот. Если фазовый угол φ известен, то можно определить среднюю скорость кровотока.

Импульсно-доплеровский измеритель скорости кровотока не имеет недостатка доплеровского прибора непрерывного излучения, заключающегося в невозможности разделения сигналов от различных точек УЗ-пучка (если на пути УЗ-пучка находятся два и более сосудов, лежащих в измерительном объеме, то доплеровский сигнал является смесью сигналов от каждого сосуда). С помощью прибора непрерывного излучения не возможно измерить профиль скорости крови по сечению сосуда. Для решения этой задачи создан импульсный измеритель кровотока (рис. 3.32).

Пространственное разрешение достигается благодаря периодическому излучению короткого (несколько периодов колебаний) импульса УЗ, частота повторения которого задается синхронизатором, а канал измерения открывается во время прохождения импульса. Пространственное разрешение достигается также за счет использования смесителя, в котором опорным сигналом служит задержанный во времени излученный сигнал.

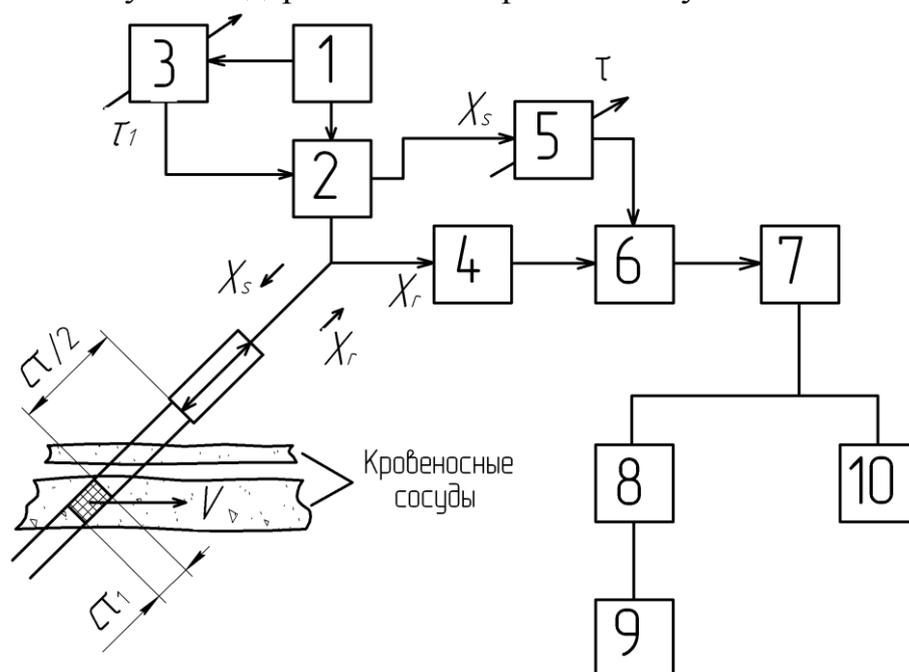


Рис. 3.32. Схема импульсного доплеровского прибора: 1 – УЗ-генератор; 2 – ключ; 3 – синхронизатор; 4 – УВЧ; 5 – устройство задержки времени; 6 – смеситель; 7 – УНЧ и полосовой фильтр, 8 – частотомер; 9 – регистрирующий прибор; 10 – акустическая головка

Поскольку излучение и прием разнесены во времени, то можно использовать один преобразователь одновременно в качестве излучателя и приемника. Такое устройство чувствительно к кровотоку лишь внутри оп-

114

ределенной области в излучаемом УЗ-пучке (измерительном объеме), длина которого пропорциональна продолжительности импульса. Время распространения излученного импульса до этого измерительного объема и обратно равно задержке τ между пачками измеренного и принятого сигналов.

Таким образом, варьируя значение задержки τ , измерительный объем можно перемещать вдоль пучка и использовать его для отдельного наблюдения кровотока на разных глубинах или в различных точках по сечению сосуда.

Ширина измерительного объема определяется шириной пучка, а длина – длительностью излучаемого и опорного импульса.

Описанный прибор одноканальный, для более быстрого съема информации существуют приборы с несколькими измерительными объемами. Перечисленные выше приборы в специальной литературе называют также дебитметрами. В качестве регистрирующей аппаратуры может служить самописец. Например, при исследовании сонной артерии анализируют систолическую составляющую скорости крови V_c , диастолическую составляющую скорости крови V_d и сумму систолической и диастолической составляющих V . При нормальном состоянии сонной артерии кровотоки ни в одной из фаз сердечного цикла не должны достигать нуля, т. е. кровь должна двигаться по сонной артерии постоянно. Изменение соотношений между V_c , V_d и V свидетельствует о заболевании кровеносной системы.

Основная область применения доплеровского метода при исследовании кровотока – это обнаружение его нарушений, вызванных поражениями стенок сосудов. Возмущения в потоке крови приводят к расширению диапазона скоростей и углов между вектором скорости и осями УЗ-пучков. Поэтому увеличивается диапазон доплеровских частот, что фиксируется прибором. Кроме того, отмечается значительное увеличение мощности отраженного сигнала при появлении турбулентных потоков.

Другая известная область применения доплеровского измерителя кровотока – это контроль объемного расхода крови в аппарате искусственного кровообращения, о котором речь пойдет ниже.

3.6. Мехатронный аппарат искусственного кровообращения

В современной хирургии широко применяется техника, которая представлена различными мехатронными комплексами, помогающими хирургам проводить сложнейшие операции. Особенность таких систем состоит в том, что объектом медицинского воздействия является человек. Сенсорные устройства, осуществляющие управление автоматическим оборудованием, подключенным к пациенту, должны обеспечивать обратную связь с максимальной надежностью и достоверностью. Во время хирургического вмешательства мониторинг состояния пациента производится по многим физическим и химическим параметрам. Программное обеспечение такой аппаратуры должно работать в широком спектре режимов и предлагать врачу наиболее подходящий вариант. Аппарат искусственного кровообращения является одним из наиболее сложных с точки зрения управления мехатронным оборудованием медицинского назначения (рис. 3.33).

Искусственное кровообращение (ИК), иначе экстракорпоральное кровообращение, искусственная перфузия, – способ поддержания кровотока в организме, отдельном органе или отдельной области тела искусственным путем. Аппарат искусственного кровообращения (АИК) – это аппарат, обеспечивающий оптимальный уровень кровообращения и обменных процессов в организме пациента или в изолированном органе донора. Он предназначен для временного выполнения функций сердца и легких. Разработка аппарата проводилась уже с 1885 г. Фреем и Грубером (Англия). Но первый аппарат для искусственного кровообращения теплокровного организма, так называемый автожектор, был создан в 1925-м советским учёным С. С. Брюхоненко. При помощи этого аппарата советский ученый Н. Н. Теребинский в 1930г. экспериментально доказал возможность успешной операции на клапанах сердца.



Рис. 3.33. Современный АИК

В СССР первую операцию на «сухом» сердце осуществили в 1957-м А. А. Вишневский и Н. М. Амосов.

В настоящее время применяют три метода ИК:

- общее ИК;
- регионарное ИК;
- вспомогательное ИК.

Общее ИК – наиболее распространенный метод. В нем предусматривается полная замена насосной функции сердца и газообменной функции легких механическими устройствами на непродолжительное время (несколько часов). Общее ИК применяется в кардиохирургии, т. е. при операциях на сердце, например при аортокоронарном шунтировании или при замене клапана сердца.

Региональное ИК – перфузия отдельного органа или области организма, временно изолированной от остальной сосудистой системы. Оно применяется главным образом в онкологии, гнойной хирургии для подведения больших концентраций лекарственных веществ к очагу поражения.

Вспомогательное кровообращение используют как дополнительный метод, с помощью которого уменьшается нагрузка на сердце.

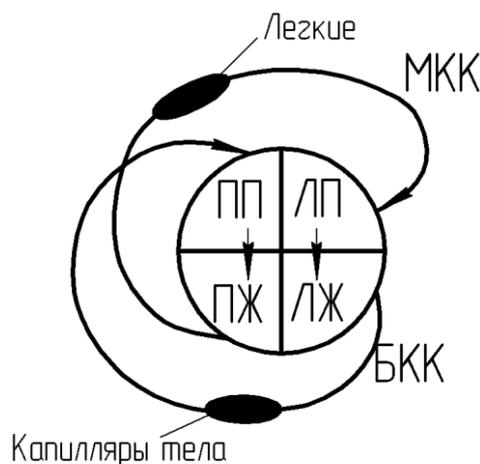


Рис. 3.34. Схема кровообращения человека

В человеческом организме система кровообращения (рис. 3.34) имеет два круга: малый (МКК) и большой (БКК). При дыхании насыщенная кислородом кровь попадает из капилляров легких в левое предсердие (ЛП), далее через митральный клапан (это фактически обратный клапан) – в левый желудочек (ЛЖ). При сокращении мышц сердца артериальная кровь

выдавливается через аортальный клапан в большой круг кровообращения для питания кислородом всего организма. Далее венозная кровь возвращается к сердцу, проходит через правое предсердие и правый желудочек и поступает в капилляры легких, где происходит удаление углекислого газа и насыщение крови кислородом. Таким образом, движение крови в организме происходит по своеобразной «восьмерке».

ИК, необходимое при операциях на сердце, осуществляется с помощью перфузионного аппарата (иначе АИК). Любой АИК состоит из двух блоков:

- физиологический;
- механический.

К физиологическому блоку относятся все элементы, соприкасающиеся с кровью, а к механическому блоку – элементы приводов, корпус, информационно-измерительные устройства для контроля характеристик насосов, температуры и т. д.

К АИК предъявляются следующие требования:

- АИК на протяжении всей перфузии должен надежно поддерживать заданный минутный объем кровообращения в организме (4-5 л/мин для взрослого больного) и заданную температуру циркулирующей крови.

- должна обеспечиваться адекватная артериализация крови: насыщение ее кислородом не ниже 95 % и поддержание напряжения (парциального давления) углекислого газа на уровне 35-45 мм рт. ст.

- АИК должен обеспечивать заполнение кровью объема примерно 3 л для взрослого.

- АИК должен быть снабжен устройством для возврата в циркулирующий контур крови, изливающейся из вскрытых кровеносных сосудов.

- Травма крови в АИК должна быть минимальной (травма крови выражается в том, что при прохождении крови через АИК часть эритроцитов перестает выполнять функцию переноса кислорода).

Физиологический блок изготавливают из нетоксичного материала, химически инертного по отношению к крови, он обеспечивает очистку и стерилизацию в условиях клиники.

Для успешного выполнения операций на открытом сердце АИК должен иметь сложную систему управления, позволяющую проводить посто-

янный мониторинг параметров как пациента, так и физиологического блока. Современный АИК является мехатронным аппаратом, так как в его узлы интегрированы не только механические, электромеханические и гидрогазовые компоненты, но и сложнейшие сенсорные устройства, от надежности которых зависит жизнь пациента.

Физиологический блок (ФБ). Подключается к пациенту и представляет собой экстракорпоральную (т. е. находящуюся вне организма) систему с замкнутым контуром, по которому движется кровь. Основные функциональные элементы ФБ:

- оксигенатор («искусственное легкое»);
- артериальный насос («искусственное сердце»).

В ФБ кровь циркулирует следующим образом (рис. 3.35). Во время операции отсекается ввод полой вены в правое предсердие, а венозная кровь из большого круга кровообращения по катетеру поступает в АИК в венозный приемник с фильтром 1.

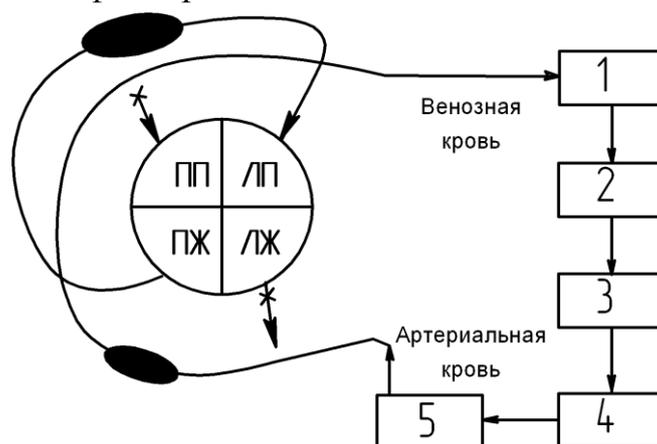


Рис. 3.35. Схема подключения АИК к кровеносной системе пациента

Далее кровь проходит через артериальный насос 2 и поступает в теплообменник 3, где охлаждается до температуры 33°C (в конце операции температуру крови повышают до нормальной). Из теплообменника 3 кровь попадает в оксигенатор 4, где насыщается кислородом и отдает углекислый газ. Далее через артериальный фильтр 5 с ловушкой пузырьков и сгустков кровь попадает в артериальное русло больного. Следует отметить, что во время операции на сердце оно не должно сокращаться, поэтому в организме пациента МКК не функционирует.

В ФБ входит также система коронарного отсоса, предназначенная для использования крови, вытекающей из рассеченных тканей и органов.

Газогидравлическая схема АИК с элементами сенсорики представлена на рис. 3.36. Рециркуляционный канал в АИК открывается только во время наполнения его донорской кровью перед началом операции в целях вытеснения пузырьков из оксигенатора.

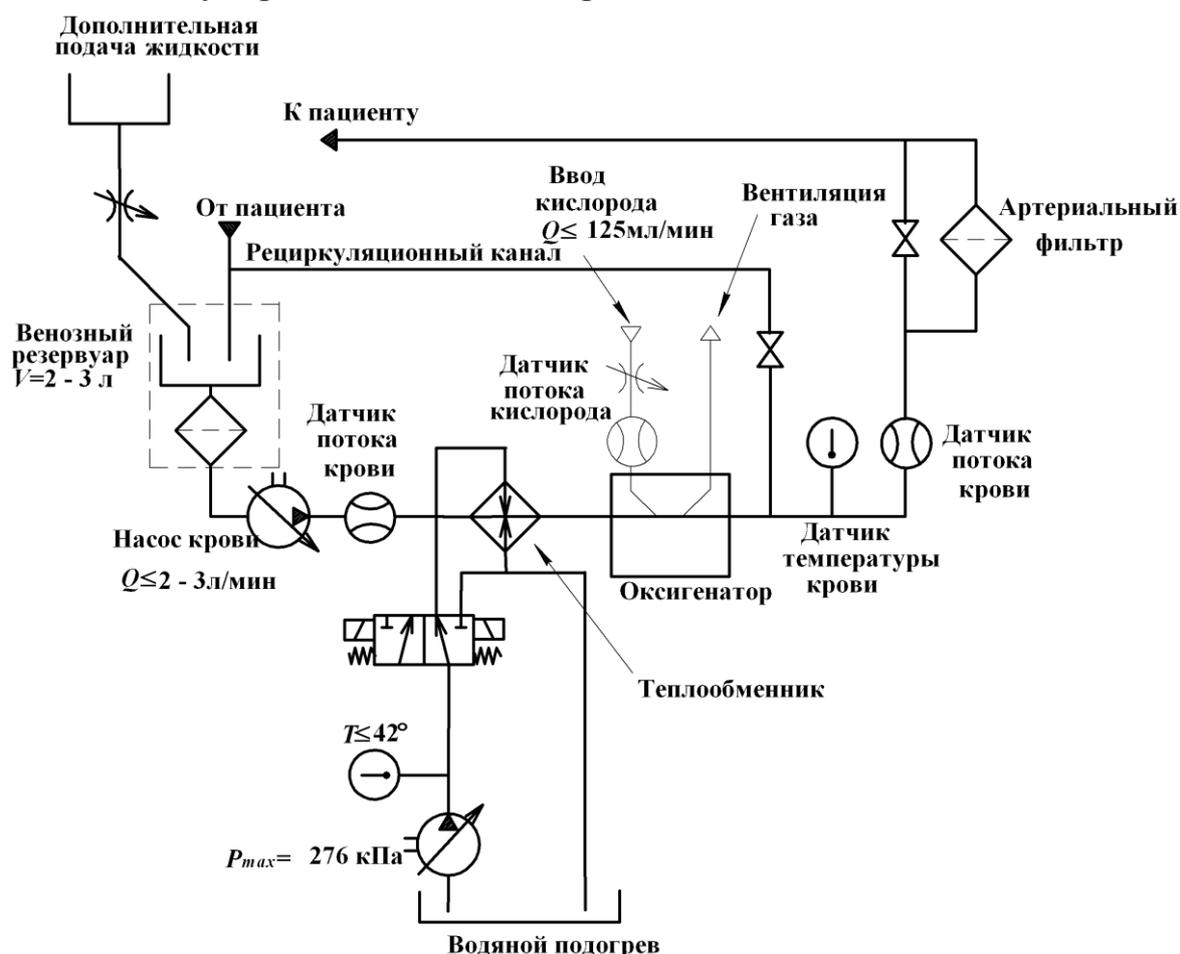


Рис. 3.36. Газогидравлическая схема АИК

В газогидравлическую схему АИК входят контуры крови, воды теплообменника, контур кислорода и контур отвода углекислого газа (на схеме показаны тонкими линиями).

Оксигенаторы (ОГ). Физиология легких человека такова, что механическая копия на сегодняшний день невозможна (неосуществима). Основная трудность – получение пленки крови слоем в один эритроцит, а площадью – примерно 100 м^2 при условии сохранения небольших размеров такого устройства. Однако возможно компромиссное решение на ос-

нове следующих принципов. Во-первых, устройство для газообмена может иметь значительно меньшую производительность, чем естественное легкое, которое рассчитано на интенсивную физическую деятельность. С помощью этого устройства осуществляется газообмен только при условии, когда человек находится в покое, т. е. достаточно 200-300 мл кислорода в минуту.

Во-вторых, из законов диффузии следует, что трудности создания тонкой пленки крови в оксигенаторе могут быть скомпенсированы в известных пределах за счет следующих факторов:

- увеличение парциального давления кислорода над кровью;
- увеличение времени контакта крови с кислородом;
- перемешивание крови в контактирующем слое.

Эти идеи в оксигенаторах реализуются таким образом:

- в ОГ подается чистый кислород при атмосферном давлении, поэтому его парциальное давление в семь раз больше, чем в воздухе и в альвеолах легких;

- медленный пассаж (скорость) крови через ОГ.

Работа капиллярного оксигенатора (рис. 3.37) заключается в том, что кислород, проходя под повышенным давлением по тонким трубочкам (капиллярам) с внутренним диаметром примерно 0,3 мм, имеющим поры в стенках диаметром 3 мкм (эритроциты через них не проходят), через поры выделяется малыми порциями наружу. Таким образом, молекулы кислорода «мягко» взаимодействуют с кровью, омывающей снаружи эти капилляры:

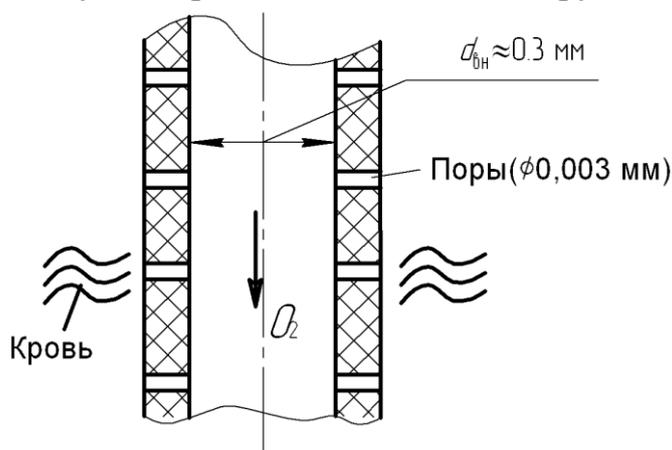


Рис. 3.37. Полипропиленовый пористый полый капилляр

эритроциты захватывают молекулы кислорода и отдают молекулы углекислого газа без образования тромбов (сгустков крови). Технология производства таких пористых капилляров из полипропилена является технологическим секретом фирм, производящих оксигенаторы. В современном оксигенаторе фирмы MINIMAX (рис. 3.38) собственно оксигенатор объединен с водяным теплообменником. Он служит для управления температурным режимом ИК. С помощью оксигенаторов осуществляется метод экстракорпорального охлаждения крови (так называемая гипотермическая перфузия).

Венозная кровь, поступившая от артериального насоса, проходит в теплообменнике вокруг трубок с водой, отдавая или забирая тепло воды. Далее по центральному каналу кровь поднимается в верхнюю часть оксигенатора, изливаясь в его верхней части. Здесь же скапливается углекислый газ, выделяемый кровью.

Затем кровь через отверстия проходит к намотанным на катушку пористым полипропиленовым капиллярам, по которым (как по трубочкам) идет к изолированным торцам этих капилляров сверху (впуск газа) кислород. Благодаря тому что капилляры пористые, кислород малыми порциями соприкасается снаружи капилляров с эритроцитами венозной крови, которые присоединяют к себе молекулы кислорода, в то же время отдавая молекулы углекислого газа. Углекислый газ в виде пузырьков поднимается вверх и удаляется из оксигенатора вместе с кислородом (отвод венозного воздуха). Кислород, пройдя по капиллярам сверху вниз, удаляется в атмосферу (отвод газа). Насыщенная кислородом артериальная кровь, просачиваясь сверху вниз снаружи капилляров, намотанных на катушку, удаляется через нижний штуцер оксигенатора (выход артериальной крови) в трубку, соединенную с артериальным фильтром.

В конструкции оксигенатора предусмотрены специальные штуцеры, предназначенные для подключения датчиков параметров крови.

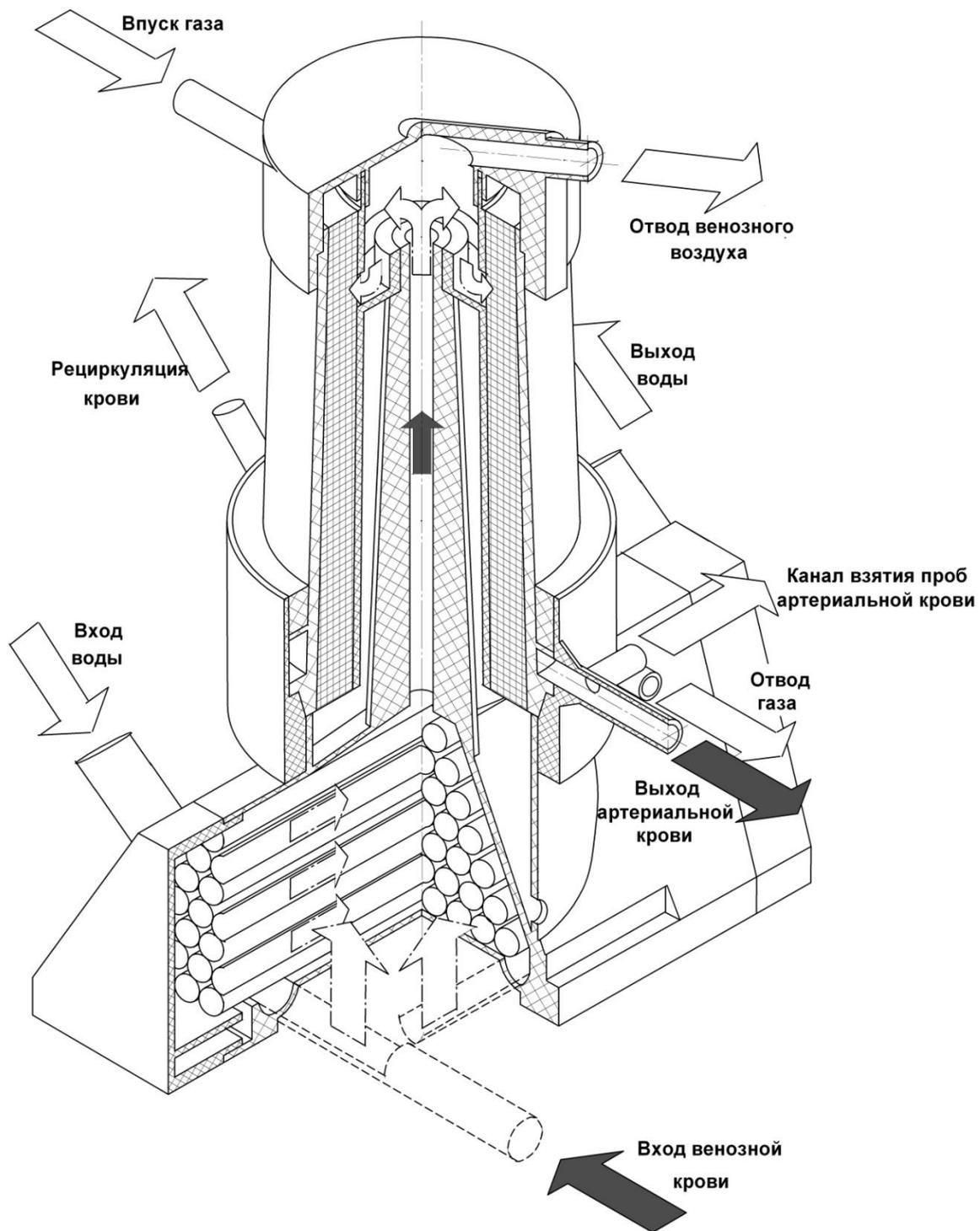


Рис. 3.38. Оксигенатор

Насосы. Артериальные насосы в АИГ выполняют нагнетательную функцию сердца (рис. 3.39). Их производительность должна быть равна минутному объему сердца в покое, т. е. 4 - 5 л/мин для взрослого пациента.



Рис. 3.39. Артериальный насос для АИК

Специфические требования к насосам для АИК:

- минимальная травматизация крови;
- высокая надежность в работе;
- обеспечение простой очистки и стерилизации.

В АИК применяют насосы двух типов: клапанные и бесклапанные. Клапанные насосы могут иметь внутренние или наружные клапаны. Типичные конструкции – это мембранные и камерные насосы.

Бесклапанные насосы работают по принципу перистальтических насосов, в которых кровь выдавливается из эластичной трубки путем прокатывания по ней роликов (рис. 3.40) или попеременного пережатия ее механическими «пальцами» (соответственно насосы роликовые и пальчиковые). Часто для повышения надежности в АИК монтируют два насоса, один из которых рабочий, а другой – резервный.

Роликовые насосы производят волнообразное плавное пережатие эластичной трубки, вследствие чего обеспечивается низкая травма крови.

Регулировку давления в гидросистеме можно производить при помощи редуционного клапана, однако при прокачке крови такое решение мало приемлемо, так как возможна серьезная травма крови. Один из вариантов устройства ограничения давления, создаваемого насосом в АИК, показан на рис. 3.41. В таком устройстве водила роликов выполнены подпружиненными. Изменяя при помощи передачи винт–гайка силу пружины, можно регулировать силу прижима ролика к трубке. При превышении сопротивления течению крови заданного уровня пружина будет сжиматься, и трубка не будет полностью пережата роликом. Граничные значения силы пружины можно задавать положением датчиков (например, герконов).

Теоретическая производительность насоса

$$Q = \omega R_i \frac{\pi d_o^2}{4},$$

где R_i – средний радиус криволинейной оси трубки; d_o – внутренний диаметр трубки; ω – угловая скорость водила роликов.

Полезную мощность насоса N_i можно оценить по формуле

$$N_i = p_i Q = M \omega \eta,$$

где p_i – артериальное давление, создаваемое насосом, M – момент на валу насоса, $\eta = 0,6-0,8$ – к.п.д. насоса.

Все артериальные насосы создают пульсирующий поток крови. Их различают по величине амплитуды пульсаций: насосы с большой амплитудой и насосы с малой амплитудой. У медиков существует различное мнение по поводу того, какие насосы лучше (например, насосы с большой амплитудой по силе пульсаций близки человеческому сердцу, поэтому выдвигалось предположение, что они лучше).

Экспериментальные исследования показали, что при большой амплитуде пульсаций давления высока вероятность турбулизации потока крови, что приводит к повышению травмированности крови.

Дополнительные и вспомогательные узлы функционального блока АИК. Это в основном коронарный отсос (КО). Кровь, изливающаяся во время перфузии в операционную рану, подлежит возврату в АИК, так как такой материал очень дорогой. Для этого служит система коронарного отсоса (название «коронарный» она получила из-за ее использования при

операциях на сердце). Применяют два вида КО: с внешней вакуумной системой и без нее. Для первого вида недостатком является вероятность подмешивания воздуха, во втором – необходимость дополнительного роликового насоса, однако в последнем случае вероятность травмы крови мала. К вспомогательным узлам физиологического блока относят также сосуды для резервной крови, фильтры, ловушки для пузырьков.

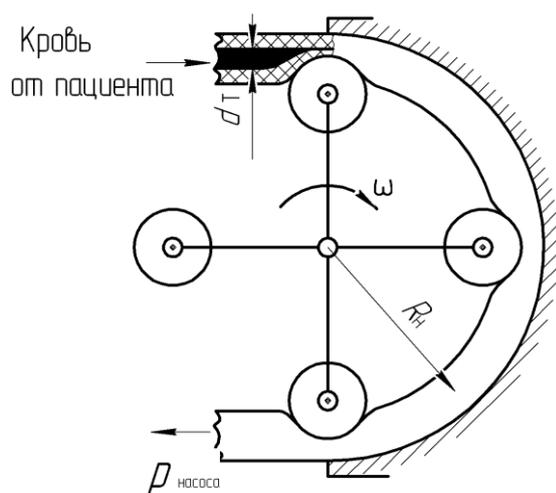


Рис. 3.40. Схема работы роликового насоса

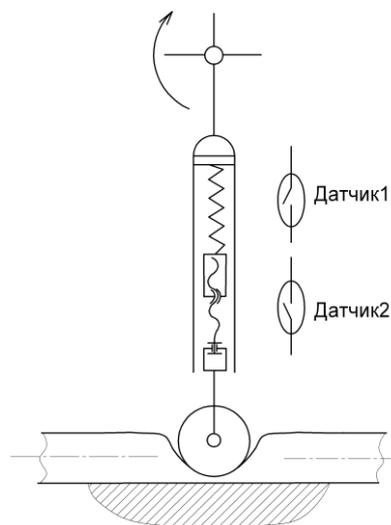


Рис. 3.41. Устройство ограничения давления насоса

Система управления АИК. Включает в себя два блока: система мониторинга состояния пациента и система управления параметрами АИК. Специализированный компьютер, имеющий порт сбора данных и порт управляющих сигналов, выполняет функции двух указанных блоков (рис. 3.42). Новейшие системы управления АИК оснащены интеллектуальным программным обеспечением. Оно позволяет управлять АИК в режиме реального времени. Сложность состоит в том, что реакция организма пациента на изменение параметров крови происходит с задержкой времени, причем эта реакция может иметь множество вариантов. Поэтому применяется программирование с использованием принципов нечеткой логики, для чего в компьютере установлен WARP-процессор.

При проведении операции на сердце производится постоянный мониторинг параметров пациента и системы кровообращения, а именно контроль:

1. артериального давления и пульса (перед остановкой сердца и после);
2. температуры тела пациента;
3. содержания гемоглобина в венозной крови;
4. насыщенности кислородом венозной крови;
5. температуры крови после ее выхода из оксигенатора;
6. давления крови после ее выхода из насоса;
7. температуры воды в теплообменнике;
8. подачи воды в теплообменник;
9. давления крови после ее выхода из артериального фильтра;
10. подачи крови после ее выхода из насоса и оксигенатора;
11. содержания CO_2 в крови после ее выхода из оксигенатора;
12. содержания CO_2 в вентиляционном канале;
13. подачи O_2 в оксигенатор;
14. наличия пузырьков.

В АИК автоматически поддерживаются следующие параметры крови:

- температура;
- подача (объемный расход крови);
- давление.

Кроме того, можно давать рекомендации по выбору режимов работы АИК и принятию решений в различных сложных ситуациях, когда программа не имеет однозначного ответа. Программное обеспечение позволяет проводить диагностику всех систем АИК, определять дефектные элементы системы как перед началом работы, так и во время операции (например, при засорении артериального фильтра компьютер выдает рекомендацию по его замене непосредственно во время операции – для этого предусмотрен обходной канал с зажимом).

Модуль многоцелевого дисплея (ММД), обеспечивающий работу монитора, помещается в контрольное табло, где врач может отслеживать важнейшие параметры всего процесса.

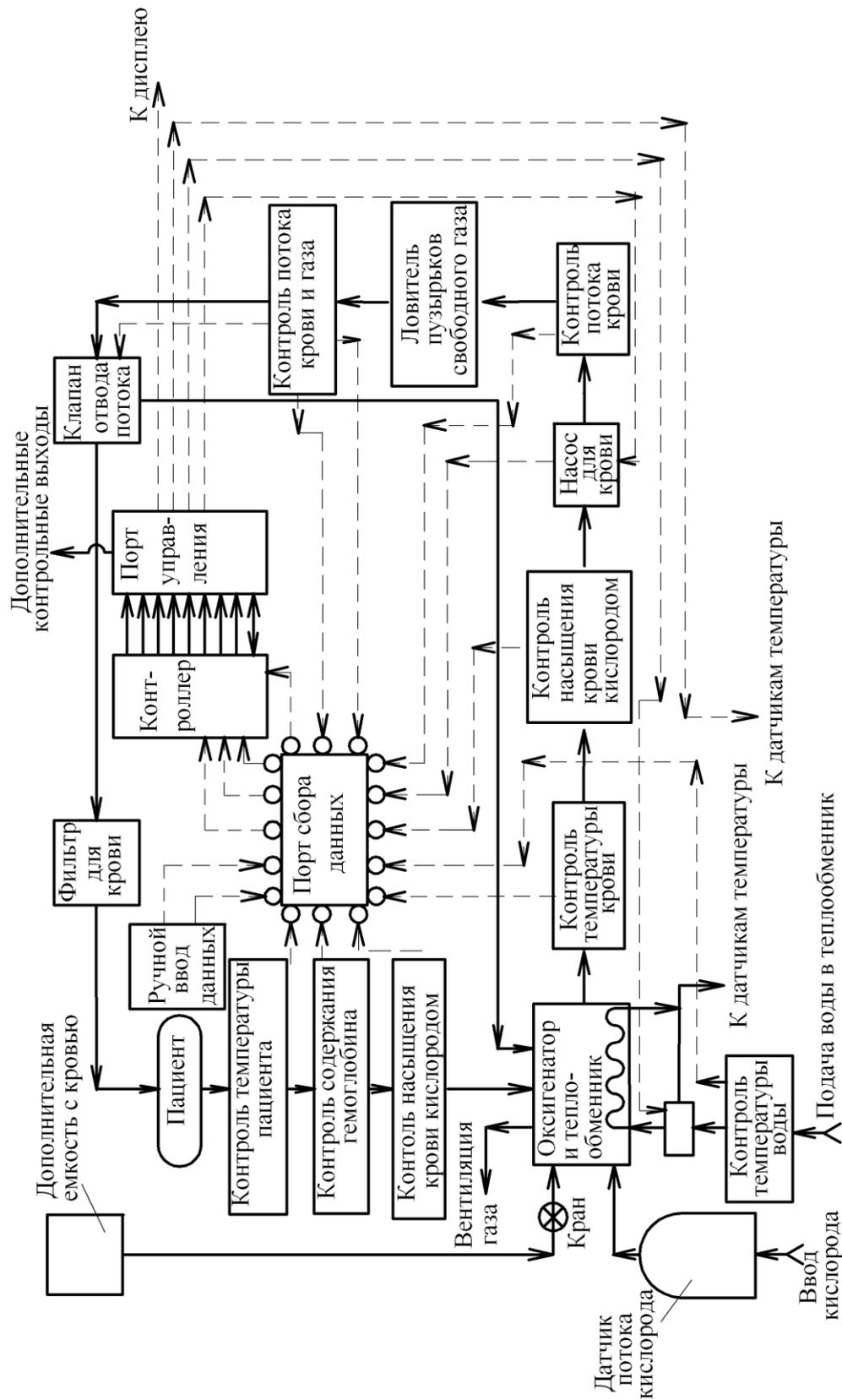


Рис. 3.42. Функциональная схема системы управления

Эти параметры включают в себя температуру пациента, число сердечных сокращений, центральное венозное давление и другие показатели давления от внешних устройств, а также показатели газов крови (рН, рСО₂, рО₂, SO₂, НВ, НСТ, НСО₃) и кислотно-щелочного состояния. Более того, ММД дает возможность пользователю определять и показывать разницу между любыми двумя из четырех значений давления, измеряемых модулем двойного контроля давления. Характерной чертой модуля является наличие четырех многоцелевых дисплеев, на которых устройства/параметры выбираются по желанию. Этот выбор может быть изменен в любое время. Внешние устройства подключаются через цифровой либо аналоговый интерфейс.

Библиографический список

1. Мехатроника : [пер. с япон.] / Т. Исии [и др.]. – М : Мир, 1988.
2. Государственный образовательный стандарт высшего профессионального образования РФ. Направление подготовки дипломированного специалиста 652000 – Мехатроника и робототехника / Министерство образования РФ //
3. **Подураев Ю. В.** Мехатроника : основы, методы, применение : учеб. пособие для студентов вузов /Ю.В. Подураев – М. : Машиностроение, 2006.
4. Пат. 568346 СССР. Механическая рука / Риддерстрем Г. А. Заявл. 18.02.74.
5. **Жавнер В.Л.** Мехатронные принципы проектирования технологического оборудования /Жавнер В. Л., Смирнов А. Б. // Конструктор-машиностроитель. – 2008. – № 3. – С. 12 – 15.
6. **Аршанский М. М.** Мехатроника: основы глоссария / М. М.Аршанский, Шалобаев Е.В. // Мехатроника. – 2003. – № 4. – С. 47 – 48.
7. **Смирнов А.Б.** Элементная база автоматических машин. Мехатронные модули микроперемещений технологических машин: учеб. пособие / А.Б. Смирнов. – СПб. : Изд-во Политехн. ун-та, 2008.
8. **Левин А. И.** Математическое моделирование в исследованиях и проектировании станков / А. И. Левин. – М. : Машиностроение, 1978.
9. **Баутин Н. Н.** Динамическая теория часов: Стабилизация периода в колебательных системах с двумя степенями свободы / Н. Н. Баутин. – М. : Наука, 1986.
10. ГОСТ Р.8. 579–2001. Требования к количеству фасованных товаров в упаковках любого вида при их производстве, расфасовке, продаже и импорте. – М., 2001.
11. Манипуляционные системы роботов /А. И. Корендясев [и др.]. – М. : Машиностроение, 1989.