

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ГОУ ВПО «СИБИРСКАЯ ГОСУДАРСТВЕННАЯ ГЕОДЕЗИЧЕСКАЯ АКАДЕМИЯ»

М.Я. Воронин, А.П. Горбачев, И.Н. Карманов, А.В. Кошелев, И.В. Лесных,
М.Ф. Носков

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Утверждено редакционно-издательским советом академии
в качестве учебного пособия для студентов, обучающихся
по направлению 170101 «Оружие и системы вооружений»
специальности «Испытание и эксплуатация техники (электроника)»

Новосибирск
СГГА
2010

УДК 621.3 (075)
Э45

Рецензенты:
доктор технических наук, профессор НГТУ
В.П. Разинкин
доктор технических наук, профессор СГГА
В.Н. Москвин

М.Я. Воронин, А.П. Горбачев, И.Н. Карманов, А.В. Кошелев, И.В. Лесных, М.Ф. Носков

Э45 Электротехника и электроника [Текст] : учеб. пособие / М.Я. Воронин, А.П. Горбачев, И.Н. Карманов, А.В. Кошелев, И.В. Лесных, М.Ф. Носков; под общ. ред. М.Я. Воронина. – Новосибирск: СГГА, 2010. – 312 с.

ISBN 978-5-87693-361-4

Пособие состоит из двух частей. В первой части изложены основные свойства и методы расчета электрических цепей при различных воздействиях. Большое внимание уделено линейным цепям с сосредоточенными параметрами в установившихся переходных режимах и физическим основам рассматриваемых явлений. Во второй части рассмотрены основы теории электроники, представлены описания наиболее распространенных приборов: усилителей, генераторов.

Содержание курса соответствует программе Министерства образования и науки РФ по направлению 170101 «Оружие и системы вооружений» специальности «Испытание и эксплуатация техники (электроника)».

УДК 621.3 (075)

ISBN 978-5-87693-361-4©

©ГОУ ВПО «Сибирская государственная
геодезическая академия» (СГГА), 2010

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие.....	6
Введение.....	7
Часть I. Свойства и методы расчета цепей при постоянных токах и напряжениях	9
1. Основные свойства и общие методы расчета линейных электрических цепей.....	9
1.1. Элементы электрических цепей и электрических схем	9
1.2. Закон Ома для участка цепи с ЭДС	19
1.3. Применение законов Кирхгофа для расчета разветвленных цепей.....	20
1.4. Метод узловых потенциалов	26
1.5. Метод контурных токов	30
1.6. Двухполюсники и четырехполюсники.....	34
2. Анализ и расчет электрических цепей с нелинейными элементами....	37
2.1. Элементы и эквивалентные схемы простейших нелинейных цепей	37
2.2. Вольт-амперные характеристики нелинейных активных двухполюсников	41
2.3. Применение теории активного двухполюсника и четырехполюсника для расчета цепей с линейными и нелинейными элементами.....	43
3. Анализ и расчет магнитных цепей.....	46
3.1. Основные понятия и законы магнитных цепей.....	46
3.2. Расчет неразветвленных магнитных цепей	52
3.3. Расчет разветвленных магнитных цепей	54
3.4. Расчет магнитной цепи кольцевого постоянного магнита с воздушным зазором	57
3.5. Расчет неразветвленной неоднородной магнитной цепи с постоянным магнитом	59
4. Электромагнитные устройства и электрические машины	62
4.1. Трансформаторы.....	62
4.2. Машины постоянного тока.....	66
4.3. Асинхронные машины	69
4.4. Синхронные машины (генераторы). Принцип действия и конструкция	70
Часть II. Основы электроники и устройства	73
5. Элементная база современных электронных устройств.....	73
5.1. Вакуумная электроника	74
5.2. Твердотельная электроника.....	75
5.3. Квантовая электроника	76
6. Источники вторичного электропитания	77
6.1. Структурные схемы источников вторичного электропитания	77
6.2. Электрические вентили	81
6.3. Выпрямители на неуправляемых вентилях с активной нагрузкой.....	82

6.4.	Выпрямители на неуправляемых вентилях с емкостной нагрузкой	89
6.5.	Выпрямители на неуправляемых вентилях с индуктивной нагрузкой.....	91
6.6.	Регулирование выпрямленного напряжения	93
6.7.	Сглаживающие фильтры.....	99
7.	Усилители электрических сигналов.....	116
7.1.	Основные показатели усилителей	117
7.2.	Основы общей теории усилительных схем (теория активных четырехполюсников).....	123
7.3.	Работа транзисторов и ЭВП в усилительных каскадах.....	127
7.4.	Каскады предварительного усиления.....	130
7.5.	Каскады конечного и предоконечного усиления.....	131
7.6.	Усилительные устройства с обратной связью	133
7.7.	Усилители постоянного тока. Реактивные усилители	135
7.8.	Общие вопросы усилительной техники.....	138
8.	Импульсные и автогенераторные устройства	142
8.1.	Общие сведения об импульсных процессах.....	143
8.2.	Схемы преобразования импульсов, содержащие цепи RC.....	150
8.2.1.	Линейные цепи RC	153
8.2.2.	Идеальная цепь RC при воздействии прямоугольного импульса	153
8.3.	RC-генераторы прямоугольных импульсов	160
8.3.1.	Мультивибраторы на транзисторах.....	161
8.3.2.	Мультивибратор на транзисторах в автоколебательном режиме	162
8.3.3.	Ждущий мультивибратор с коллекторно-базовыми связями .	164
8.3.4.	Ждущий мультивибратор с эмиттерной связью	165
8.3.5.	Триггеры на транзисторах.....	167
8.4.	Генераторы напряжений пилообразной формы	170
8.4.1.	Генераторы пилообразного напряжения на транзисторах	172
8.4.2.	Генератор пилообразного напряжения с токостабилизирующим двухполюсником на транзисторе.....	173
8.4.3.	Генератор пилообразного напряжения с положительной обратной связью по напряжению	174
8.4.4.	Генератор пилообразного напряжения с отрицательной обратной связью по напряжению (интегратор)	177
8.5.	Импульсные схемы, содержащие цепи RLC	178
8.6.	Логические элементы и схемы.....	182
8.6.1.	Основные положения алгебры логики.....	182
8.6.2.	Диодные и диодно-транзисторные логические элементы	185
8.6.3.	Транзисторные логические элементы.....	190
8.7.	Генерирование стабильных гармонических колебаний на полупроводниковых приборах.....	193
8.7.1.	Режим самовозбуждения (линейный режим).....	195

8.7.2.	Стационарный режим работы автогенератора (нелинейный)	195
8.8.	Режим работы автогенераторов с дрейфовыми транзисторами ...	201
8.8.1.	Анализ схемы автогенератора при работе его на низких частотах с малыми амплитудами.....	202
8.8.2.	Работа автогенератора в нелинейном режиме	206
9.	Основы цифровой электроники	208
9.1.	Общая характеристика цифровых логических схем.....	208
9.2.	Основные цифровые логические схемы	209
9.3.	Сложные и комбинированные логические схемы.....	213
9.4.	Устройства кодирования сигналов.....	220
9.5.	Цифровые счетчики импульсов	223
9.6.	Цифровые вычислительные машины.....	225
9.7.	Цифровые системы управления.....	227
9.8.	Цифровые приборы и фильтры.....	231
10.	Микропроцессорные средства.....	251
10.1.	Принципы построения процессоров	251
10.2.	Полупроводниковые запоминающие устройства.....	258
10.3.	Микропроцессорные устройства на основе МПК серии КР580 ..	259
10.4.	Микропроцессорные устройства на основе МПК серии КР1810	261
10.5.	Микропроцессорные устройства на основе серии К589.....	263
10.6.	Диагностика микропроцессорных устройств.....	265
11.	Микрорадиоэлектронные промышленные приборы.....	268
11.1.	Логические функции	268
11.2.	Логические элементы и их применение.....	268
11.3.	Запоминающие устройства.....	271
	Заключение.....	272
	Библиографический список используемой литературы.....	273

ПРЕДИСЛОВИЕ

Курс «Электротехника и электроника» является специальным среди учебных дисциплин, изучаемых студентами. Это базовый курс для последующих специальных дисциплин. Отсюда вытекают две основные задачи, решаемые введением электротехнического и электронного курса в учебный план подготовки инженеров: во-первых, заложить научно-практический фундамент, представить цели и охарактеризовать возможности электротехнических устройств, и, во-вторых, дать теоретические основы для более глубокого изучения частных вопросов электротехники и электроники.

Учебное пособие предназначено, в первую очередь, для студентов-оптиков и геодезистов. Его можно рекомендовать студентам других специальностей. Издание может быть полезным для инженеров и техников, занимающихся исследованием, проектированием, испытанием и эксплуатацией электронной техники.

Основу учебного пособия составляют курсы лекций, читаемые авторами.

Пособие состоит из двух частей. Первая часть – «Свойства и методы расчета цепей при постоянных токах и напряжениях», включая в себя четыре главы, раскрывает общие свойства и методы расчета линейных электрических цепей; здесь приводится анализ и расчет электрических цепей с нелинейными элементами, а также анализ и расчет магнитных цепей, описание электромагнитных устройств и электрических машин.

Во второй части – «Основы электроники и устройства», включающей шесть глав, рассмотрены: элементная база современных электронных устройств, источники вторичного электропитания, усилители электрических сигналов, импульсные и автогенераторные устройства, основы цифровой электроники, микропроцессорные средства.

В работе над книгой авторский коллектив использовал опыт преподавания, включающий необходимость активизации знаний, закрепления их путем самостоятельного решения задач по каждой из тем. Это отражено в большом количестве примеров и задач. В зависимости от сложности и однозначности возможного решения в тексте приводятся полные решения, обсуждаются возможные пути достижения цели или даются только конечные результаты. Содержание и задачи курса обсуждались на научно-методическом совете СГГА.

ВВЕДЕНИЕ

Остановимся на общих вопросах терминологии и истории [1–7].

Электротехника – отрасль науки и техники, связанная с применением электрических и магнитных явлений для преобразования энергии, получения и изменения химического состава веществ, производства и обработки материалов, передачи информации и использования электрической энергии в практической деятельности человека.

Возникновению электротехники предшествовал период накопления знаний об электричестве и магнетизме, в течение которого были сделаны лишь отдельные попытки применения электричества в медицине, а также для передачи сигналов. В XVII–XVIII вв. исследованию природы электрических явлений были посвящены труды М.В. Ломоносова, Г.В. Рахмана, Б. Франклина, Ш.О. Кулона, П. Дивиша и др. Для становления электричества решающее значение имело появление первого источника непрерывного тока – вольтова столба (А. Вольта, 1800 г.), а затем более совершенных гальванических элементов, что позволило в первой трети XIX в. провести многочисленные исследования химических, тепловых, световых и магнитных явлений, вызываемых электрическим током (труды В.В. Петрова, Х.К. Эрстеда, Д.Ф. Араго, М. Фарадея, Дж. Генри, А.М. Ампера, Г.С. Ома и др.). В этот период были заложены основы электродинамики и открыт важнейший закон электрической цепи – закон Ома. Среди попыток практического использования результатов этих достижений наиболее значительными были работы в телеграфии – электромагнитный телеграф П.Л. Шиллинга (1832 г.), в военном деле – гальваноударные морские мины Б.С. Якоби (1840-е гг.), в области электрических измерений – индикатор электрических измерений, так называемый мультипликатор австрийского ученого Н.К. Швейгера (1820 г.). Открытие электромагнитной индукции (1831–1832 гг.) предопределило появление электрических машин – двигателей и генераторов. Поскольку все первые потребители электроэнергии использовали постоянный ток, как наиболее изученный, первые электрические машины были постоянного тока. Исторически электродвигатели стали создаваться раньше электромашинных генераторов, так как в первой трети XIX в. гальванические элементы как источники тока в большей или меньшей мере удовлетворяли требованиям практики.

Электроника – наука о взаимодействии электронов с электромагнитными полями и о методах создания электронных приборов и устройств, в которых это взаимодействие используется для преобразования электромагнитной энергии, в основном для передачи, обработки и хранения информации.

Известно, что наиболее характерные виды преобразований в электронике – генерирование, усиление и прием электромагнитных колебаний с частотой до 10^{12} Гц, а также инфракрасного, видимого, ультрафиолетового и рентгеновского излучений (10^2 – 10^{20} Гц). Электроника зародилась в начале XX в. после создания основ электродинамики (1856–1878 гг.), исследования свойств термоэлектронной эмиссии (1882–1901 гг.), фотоэлектронной эмиссии (1887–

1905 гг.), рентгеновских лучей (1895–1897 гг.), открытия электрона (Дж.Дж. Томсон, 1897 г.), создания электронной теории (1892–1909 гг.). Развитие электроники началось с изобретения лампового диода (Дж.А. Флеминг, 1904 г.), трехэлектродной лампы – триода (Л. де Форест, 1906 г.), использования триода для генерирования электрических колебаний (немецкий инженер А. Мейснер, 1913 г.), разработки мощных генераторных ламп с водяным охлаждением (М.А. Бонч-Бруевич, 1919–1925 гг.) для радиопередатчиков, используемых в системах дальней радиосвязи и радиовещания. Вакуумные фотоэлементы: экспериментальный образец создал А.Г. Столетов (1888 г.); промышленные образцы – немецкие ученые Ю. Эльстер и Г. Хейтель (1910 г.); фотоэлектронные умножители – однокаскадные (П.В. Тимофеев, 1928 г.) и многокаскадные (Л.А. Кубецкий, 1930 г.) – позволили создать звуковое кино, послужили основой для разработки передающих телевизионных трубок; видикона (идея предложена в 1925 г. А.А. Чернышевым), иконоскопа (С.И. Катаев и независимо от него В.К. Зворыкин, 1931–1932 гг.), суперикона (П.В. Тимофеев, П.В. Шмаков, 1933 гг.), суперортикона. Двухсторонняя мишень для такой трубки была предложена советским ученым Г.В. Брауде (1939 г.). Впервые суперортикон описан американскими учеными А. Розе, П. Веймером и Х. Лоу (1946 г.) и др. Создание многоцветного магнетрона (Н.Ф. Алексеев и Д.Е. Маляров, под руководством М.А. Бонч-Бруевича, 1936–1937 гг.), отражательного клистрона (Н.Д. Девятков и др., независимо от них советский инженер В.Ф. Коваленко, 1940 г.) послужило основой для развития радиолокации в сантиметровом диапазоне волн. Пролетные клистроны (идея предложена в 1932 г. Д.А. Рошанским, развита в 1935 г. советским физиком А.Н. Ареньевой и немецким физиком О. Хайлем, реализована в 1938 г. американскими физиками Р. и З. Варианами и др.) и лампы бегущей волны (американский ученый Р. Компфнер, 1943 г.) обеспечили дальнейшее развитие систем радиорелейной связи, ускорителей элементарных частиц и способствовали созданию систем космической связи.

ЧАСТЬ I. СВОЙСТВА И МЕТОДЫ РАСЧЕТА ЦЕПЕЙ ПРИ ПОСТОЯННЫХ ТОКАХ И НАПРЯЖЕНИЯХ

1. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА И ОБЩИЕ МЕТОДЫ РАСЧЕТА ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

1.1. Элементы электрических цепей и электрических схем

Электрической цепью называют совокупность устройств, предназначенных для создания в них электрического тока; при этом электромагнитные процессы, протекающие в цепи, могут быть описаны при помощи понятий об электродвижущей силе (ЭДС), токе и напряжении.

Электрические цепи применяются для распределения и взаимного преобразования электрической и других видов энергии. Основными **элементами электрической цепи** являются источники и приемники электрической энергии и провода, соединяющие их между собой.

В источниках электрической энергии (гальванические элементы, аккумуляторы, генераторы и т. п.) химическая, механическая, тепловая энергия или энергия других видов превращается в электрическую, а в **приемниках электрической энергии** (электрические лампы, электронагревательные приборы, электрические двигатели и т. п.), наоборот, электрическая энергия преобразуется в тепловую, световую, механическую и др.

Электрические цепи, в которых получение электрической энергии в источниках, ее передача и преобразование в приемниках происходят при неизменных во времени токах и напряжениях, обычно называют **цепями постоянного тока**.

При постоянных токах и напряжениях магнитные и электрические поля электрических установок также не изменяются во времени. В силу этого в цепях постоянного тока не возникают ЭДС самоиндукции и взаимной индукции и отсутствуют токи смещения в диэлектриках, окружающих проводники.

Вместо термина «приемник электрической энергии» в дальнейшем будем применять более краткие и равнозначные термины – приемник, нагрузка, потребитель, а вместо термина «источник электрической энергии» – источник энергии, источник питания или источник.

На рис. 1.1 условно изображена простейшая электрическая цепь с источником энергии в виде электродвижущей силы и с приемником (нагрузкой) в виде электрической лампочки. Зажимы источника и приемника энергии соединены между собой двумя проводами.

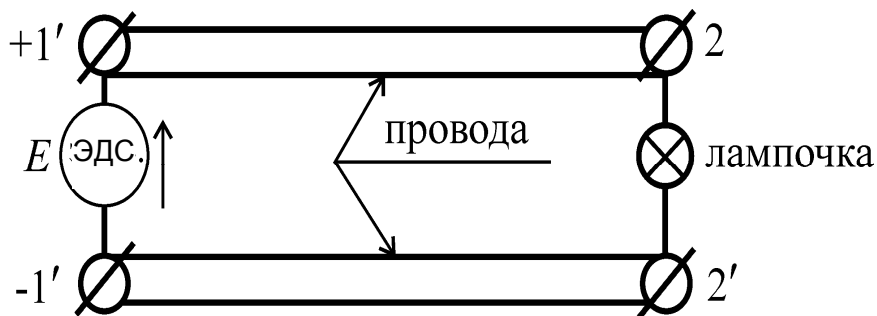


Рис. 1.1. Двухпроводная цепь (простейшая)

Источник энергии, провода и приемник образуют замкнутый проводящий контур. В этом контуре под действием ЭДС источника энергии происходит непрерывное и односторонне направленное движение электрических зарядов.

Совокупность этих трех элементов – источника энергии, двух проводов и приемника – представляют собой простейшую электрическую цепь постоянного тока. В практике чаще встречаются более сложные цепи постоянного тока с большим числом источников и приемников энергии.

Чтобы обеспечить изучение процессов в электрической цепи, ее заменяют **расчетной схемой** или **идеализированной цепью**, которая должна служить расчетной моделью действительной цепи. При этом пользуются понятиями двух основных **элементов схемы**: источником энергии с ЭДС E и внутренним сопротивлением r_B и сопротивлениями приемников и проводов r .

Электродвижущая сила E численно равна разности потенциалов или напряжению между зажимами (1 и 2) источника энергии при отсутствии в нем тока независимо от физической природы ее возникновения (контактная ЭДС, термоЭДС и т. д.).

$$E = \varphi_1 - \varphi_2 = U_{12}. \quad (0.1)$$

Электродвижущая сила источника действует от зажима с меньшим потенциалом к зажиму с большим потенциалом. Направление действия ЭДС указывается на схеме стрелкой.

Если к зажимам источника энергии присоединить приемник (нагрузку), то в замкнутом контуре возникает ток. При этом напряжение или разность потенциалов на зажимах 1 и 2 уже не будет равно ЭДС вследствие падения напряжения U_B внутри источника энергии, т. е. на его **внутреннем сопротивлении r_B** :

$$U_B = r_B I.$$

Развиваемая источником энергии мощность определяется равенством

$$P_H = EI. \quad (0.2)$$

Здесь следует отметить установившееся в электротехнике неточное применение термина «мощность». Так, например, о генерируемой мощности говорят как об отдаваемой, потребляемой, передаваемой, теряемой и подобных им мощностях. В действительности генерируется, отдается, потребляется, передается, теряется не мощность, а энергия. Мощность характеризует интенсивность соответствующего электрического (лучше сказать энергетического) процесса и измеряется количеством генерируемой, отдаваемой, передаваемой и т. д. энергии в единицу времени. Поэтому правильно было бы говорить о мощности генерирования энергии, о мощности передачи энергии, о мощности потребления энергии и т. д. Следуя традициям электротехники, будем применять приведенные выше краткие выражения.

Сопротивление

Сопротивлением называется идеализированный элемент цепи, в котором происходит необходимый процесс преобразования электрической энергии в тепловую. Следует заметить, что термин «сопротивление» и соответствующее ему условное обозначение r применяются в электротехнике и радиотехнике как

для обозначения самого элемента цепи, в котором происходит необратимый процесс поглощения электромагнитной энергии, так и для количественной оценки величины, равной отношению напряжения на данном элементе цепи к току, проходящему через него:

$$r = u / i. \quad (0.3)$$

Здесь предполагается, что положительные направления тока и напряжения совпадают, при этом знаки u и i одинаковы и $r > 0$.

Величина $g = 1 / r$, обратная сопротивлению называется **проводимостью**.

Условное графическое изображение сопротивления с указанием выбранных положительных направлений токов и напряжения приведено на рис. 1.2.

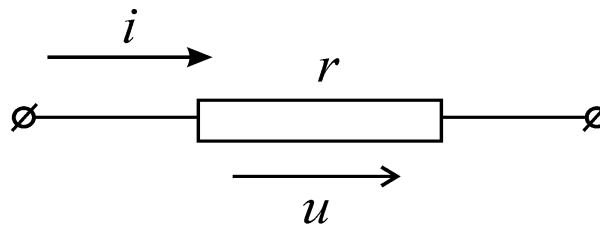


Рис. 1.2. Схема сопротивления

Мгновенная мощность, поступающая в сопротивление, равна произведению мгновенных значений напряжения и тока

$$P_r = ui = ri^2 = gu^2.$$

Следовательно, сопротивление r может быть численно определено как отношение мгновенной мощности к квадрату мгновенного значения тока, проходящего через сопротивление:

$$r = P_r / i^2.$$

Электрическая энергия, поступающая в сопротивление r и превращенная в тепло, начиная с некоторого момента времени, например, $t = 0$, до рассматриваемого момента t , равна:

$$\omega_r = \int_0^t P_t dt = \int_0^t ri^2 dt = \int_0^t gu^2 dt.$$

В случае постоянного тока ($i = I = \text{const}$) $\omega_r = rI^2t$.

Превращение электрической энергии ω_r в тепловую было доказано опытным путем Джоулем и Ленцем, установившими тепловой эквивалент электрической энергии, равный 0,24 кал/Дж. Следовательно, теплота, эквивалентная израсходованной электрической энергии ω_r , составляет $Q = 0,24\omega$ кал (точнее, $Q = 0,239\omega$ – по ГОСТ 8550–61).

Выделение током тепловой энергии впервые использовано для целей освещения А.Н. Ладыгиным, создавшим в 1873 г. лампу накаливания (Эдисон изобрел лампу накаливания в 1879 г., после Ладыгина). Оно целесообразно используется в технике – электронагревательных приборах и т. п. К вредным

последствиям теплового действия тока относятся потери электрической энергии в проводах, машинах, аппаратах, порча изоляции от нагрева и т. п.

Параметр r в общем случае зависит от тока i (например, вследствие нагрева сопротивления током). Зависимость напряжения на сопротивлении от тока, проходящего через данное сопротивление, называется вольт-амперной характеристикой (ВАХ), которая в общем случае нелинейна.

Если сопротивление r не зависит от величины и направления тока, то имеет место прямая пропорциональность между напряжением и током, выражающая закон Ома. В этом случае сопротивление называется линейным. Ниже на рис. 1.3 показаны ВАХ сопротивления: нелинейная (кривая a) и линейная (прямая b).

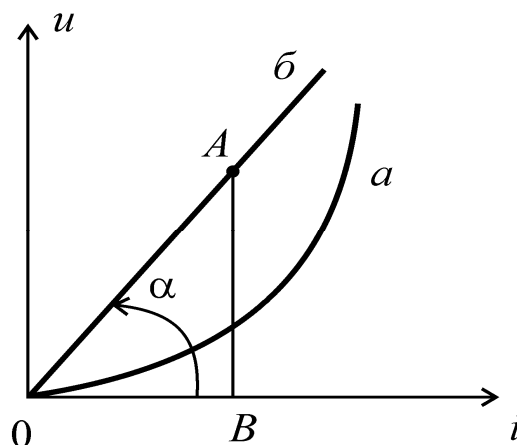


Рис. 1.3. Вольт-амперная характеристика сопротивления:
 a — нелинейная; b — линейная

Очевидно, величина линейного сопротивления r пропорциональна тангенсу угла наклона прямоугольной ВАХ к оси тока:

$$r = \frac{u}{i} = \frac{m_u AB}{m_i OB} = \frac{m_u}{m_i} \operatorname{tg} \alpha,$$

где m_u и m_i — масштабы напряжения, В/мм, и тока, А/мм, на чертеже.

Индуктивность

Индуктивностью называется идеализированный элемент электрической цепи, приближающийся по своим свойствам к индуктивной катушке, в которой накапливается энергия магнитного поля. При этом термин «индуктивность» и соответствующее ему условное обозначение L применяются как для обозначения самого элемента цепи, так и для количественной оценки отношения потокосцепления самоиндукции к току в данном элементе:

$$L = \Psi / i.$$

Потокосцеплением самоиндукции цепи называется сумма произведений магнитных потоков, обусловленных только током в этой цепи, на число витков, с которыми они сцеплены. Если все витки пронизываются одним и тем же магнитным потоком, то потокосцепление равно произведению магнитного потока на число витков.

В Международной системе единиц Ψ измеряется в веберах (Вб), L – в генри (Гн). При этом всегда потокосцепление и ток имеют одинаковый знак, так что $L > 0$.

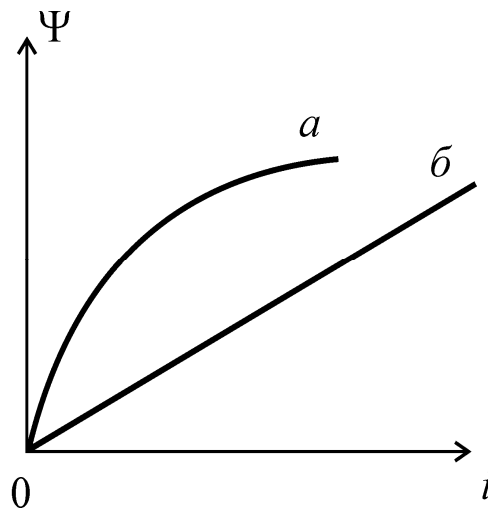


Рис. 1.4. Зависимость Ψ от i : a – нелинейная; b – линейная

Зависимость потокосцепления от тока в общем случае нелинейна, и параметр L зависит от тока. В случае, когда характеристика $\Psi(i)$ прямолинейна, индуктивность L постоянна (линейная индуктивность). На рис. 1.4 показаны нелинейная и линейная зависимость потокосцепления от тока.

На основании закона электромагнитной индукции Фарадея – Максвелла, изменение потокосцепления самоиндукции вызывает электродвижущую силу (ЭДС) самоиндукции, которая выражается формулой

$$e_L = -\frac{d\Psi}{dt}.$$

По закону Ленца, выражающему принцип электромагнитной инерции, эта ЭДС противодействует изменению потокосцепления, что и учитывается знаком минус в формуле, поскольку положительное направление для e_L выбрано совпадающим с положительным направлением i .

Ввиду совпадения положительных направлений e_L и i положительные направления магнитного потока вдоль оси витков и наводимой им ЭДС самоиндукции, точно так же, как и положительные направления тока и создаваемого им магнитного потока, связаны правилом правоугового винта.

Условное графическое изображение индуктивности с указанием выбранных положительных направлений тока и ЭДС самоиндукции приведено на рис. 1.5.

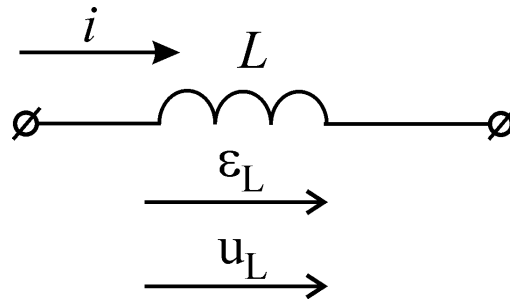


Рис. 1.5. Индуктивность

Если L не зависит от i то предыдущая формула принимает вид:

$$e_L = -L \frac{di}{dt}.$$

Величина

$$u_L = -e_L = L \frac{di}{dt}$$

называется падением напряжения в индуктивности или, что то же, напряжением на индуктивности.

Положительное направление u_L совпадает с положительным направлением i .

На основании последней формулы ток в индуктивности

$$i = \frac{1}{L} \int u_L dt,$$

или

$$i = \frac{1}{L} \int_{-\infty}^t u_L dt.$$

Нижний предел интеграла принят равным $-\infty$, так как до рассматриваемого момента времени t процесс мог длиться сколь угодно долго.

При $t = 0$ ток в индуктивности равен

$$i(0) = \frac{1}{L} \int_{-\infty}^0 u_L dt,$$

следовательно,

$$i = i(0) + \frac{1}{L} \int_0^t u_L dt,$$

т. е. в интервале времени от нуля до t ток в индуктивности изменяется на

$$\frac{1}{L} \int_0^t u_L dt$$

величину $\frac{1}{L} \int_0^t u_L dt$, определяемую площадью, ограниченной в этом интервале кривой напряжения u_L .

Мгновенная мощность, поступающая в индуктивность, равна произведению мгновенных значений тока и напряжения:

$$P_L = u_L i = Li \frac{di}{dt}.$$

Она связана с процессом нарастания или убывания энергии магнитного поля. Энергия магнитного поля в произвольный момент времени t определяется по формуле

$$\omega_L = \int_{-\infty}^t P_L dt = \int_0^t L i di = \frac{Li^2}{2} = \frac{\Psi^2}{2L}.$$

Здесь учтено, что при $t = -\infty$ ток в индуктивности $i(-\infty) = 0$.

Если часть магнитного потока, связанного с индуктивным элементом, связана одновременно и с другим индуктивным элементом, то эти два элемента, кроме параметров L_1 и L_2 , обладают параметром M , называемым взаимной индуктивностью. Последний представляет собой отношение потокосцепления взаимной индуктивности одного из элементов к току в другом элементе:

$$M = \frac{\Psi_{12}}{i_2} = \frac{\Psi_{21}}{i_1};$$

здесь Ψ_{12} – потокосцепление первого элемента, обусловленное током второго элемента; Ψ_{21} – потокосцепление второго элемента, обусловленное током первого элемента.

В этом случае в первом и втором элементах наводится ЭДС взаимной индукции, равное соответственно:

$$e_{1M} = -\frac{d\Psi_{12}}{dt} = -M \frac{di_2}{dt};$$

$$e_{2M} = -\frac{d\Psi_{21}}{dt} = -M \frac{di_1}{dt}.$$

Последние выражения получены в предположении, что M не зависит от i_1 и i_2 , так как здесь рассматриваются линейные цепи.

M измеряется так же, как и L , в генри. Однако, в отличие от параметра L , взаимная индуктивность M обозначает не какой-либо самостоятельный элемент электрической цепи, а лишь магнитную связь между индуктивными элементами.

Емкость

Емкостью называется идеализированный элемент электрической цепи, приближенно заменяющий конденсатор, в котором накапливается энергия электрического поля. При этом термин «емкость» и соответствующее ему буквенное обозначение C применяется как для обозначения самого элемента цепи, так и для количественной оценки отношения заряда к напряжению на этом элементе:

$$C = q / u_C.$$

Если q и u_c измеряются в кулонах (К) и вольтах (В), то емкость C измеряется в фарадах (Ф). При этом всегда заряд и напряжение имеет одинаковый знак, так что $C > 0$.

Зависимость заряда от напряжения в общем случае нелинейна, и, следовательно, параметр C зависит от напряжения. В случае, когда характеристика $q(u)$ прямолинейна, емкость C постоянна (линейная емкость).

На рис. 1.6 показаны нелинейная и линейная зависимость заряда от напряжения.

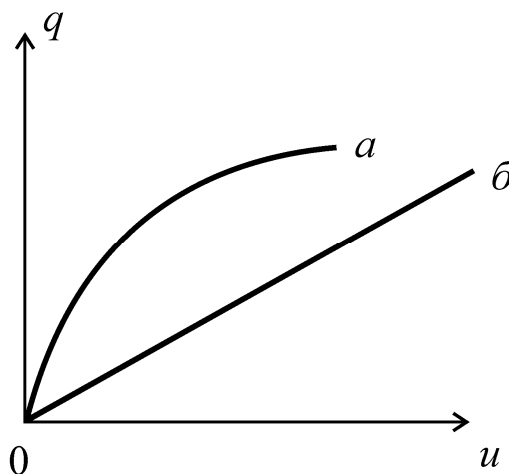


Рис. 1.6. Зависимость q от u : a — нелинейная; $б$ — линейная

В этом пособии рассматриваются линейные емкости. Предположим, что емкость образована двумя пластинами, разделенными диэлектриком. Под влиянием приложенного напряжения на пластинах сосредоточатся равные количества электричества противоположных знаков; пластина с более высоким потенциалом зарядится положительным электричеством, а пластины с более низким потенциалом — отрицательным.

При изменении напряжения, приложенного к пластинам, изменяется электрический заряд. К пластине, потенциал которой возрастает, поступит дополнительный положительный заряд, а к пластине, потенциал которой снизится, поступит такой же отрицательный заряд.

Ток равен производной электрического заряда по времени. Поэтому, с изменением напряжения на емкости, в присоединенной к ней последовательно электрической цепи создается ток, величина которого определяется скоростью изменения заряда на емкости:

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{du_c}{dt}.$$

Здесь знак заряда q соответствует знаку пластины, к которой направлен ток i .

Этот ток рассматривается как **ток проводимости** в проводниках, присоединенных к емкостному элементу (ток, обусловленный движением

заряженных частиц под действием электрического поля в веществе, обладающем электропроводностью), переходящий в **ток смещения** в диэлектрике емкостного элемента. Последнее понятие, применяемое в теории поля, означает величину, прямо пропорциональную скорости изменения напряженности электрического поля (в случае однородного поля и $\mathcal{E} = const$).

Напомним, что напряженность электрического поля определяется силой, действующей на электрический заряд, равный единице. Ток смещения имеет размерность тока. Благодаря введению этого понятия ток в цепи с емкостью представляется замкнутым через диэлектрик.

Согласно последней формуле ток положителен, когда заряд q и соответственно напряжение u_C возрастают. На основании этой формулы напряжение на емкости

$$u_C = \frac{1}{C} \int i dt, \text{ или } u_C = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i dt.$$

Здесь как и в разделе «индуктивность», предполагается, что до рассматриваемого момента времени t процесс мог длиться сколь угодно долго, и поэтому нижний предел интеграла принят равным $-\infty$.

При $t = 0$ напряжение на емкости равно:

$$u_C(0) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^0 i dt.$$

Следовательно,

$$u_C = u_C(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i dt,$$

т. е. в интервале времени от нуля до t напряжение на емкости изменяется на величину $\frac{1}{C} \int_0^t i dt$, определяемую площадью, ограниченной в этом интервале кривой тока i .

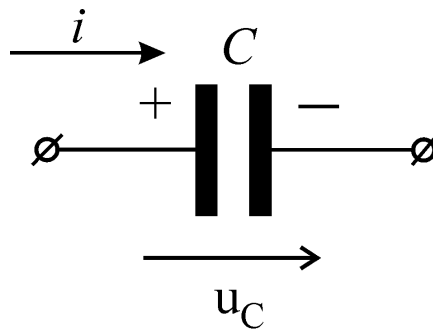


Рис. 1.7. Условное изображение емкости напряжения и тока

Условный графический вид емкости с указанием положительных направлений тока и напряжения изображен на рис. 1.7.

Полярность емкости, указанная на рисунке знаками «+» и «-», соответствует положительному напряжению u_C , т. е. положительному заряду на пластине «+».

Мгновенная мощность, поступающая в емкость, равна $P_C = u_C i = C u_C \frac{du_C}{dt}$. Она связана с процессом накопления или убыли электрического заряда в емкости.

Когда заряд положителен и возрастает, ток положителен, и в емкость поступает электрическая энергия из внешней цепи.

Когда заряд положителен, но убывает, т. е. ток отрицателен, энергия, ранее накопленная в электрическом поле емкости, возвращается во внешнюю цепь.

Допустим, что к емкости C приложено некоторое напряжение u_C . Энергия электрического поля в произвольный момент времени t определяется по формуле

$$\omega_C = \int_{-\infty}^t P_C dt = \int_0^{u_C} C u_C du_C = \frac{C u_C^2}{2} = \frac{q^2}{2C}.$$

Здесь учтено, что при $t = -\infty$ напряжение на емкости $u_C(-\infty) = 0$.

Сопротивление приемника r как элемент схемы или идеализированной цепи характеризует потребление электрической энергии, т. е. превращение электрической энергии в другие виды, при мощности

$$P = r I^2. \quad (0.4)$$

В общем случае сопротивление приемника зависит от тока в этом приемнике $r(I)$.

Электрические цепи, содержащие элементы с нелинейными характеристиками, называются **нелинейными**.

Если принять ЭДС источников энергии, их внутренние сопротивления и сопротивления приемников не зависящими от токов и напряжений, то внешние характеристики источников энергии $U(I)$ и вольт-амперные характеристики приемников $U_1(I)$ будут линейными (рис. 1.8).

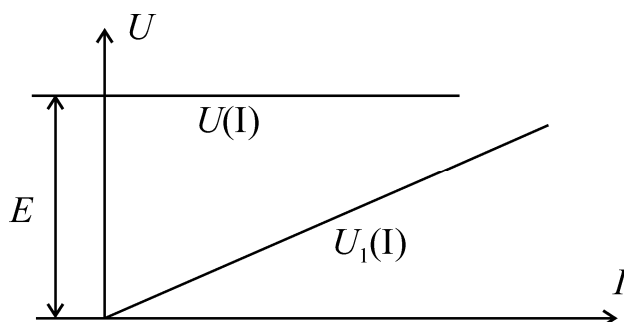


Рис. 1.8. Линейные цепи

Электрические цепи, состоящие только из элементов с линейными характеристиками, называют **линейными**.

Большое число реальных электрических цепей можно отнести к линейным. Поэтому изучение свойств и методов расчета линейных электрических цепей представляет не только теоретический, но и значительный практический интерес.

1.2. Закон Ома для участка цепи с ЭДС

Известно, что для однозначного определения потенциала любой точки электрической цепи необходимо произвольно выбрать потенциал какой-нибудь одной точки. Так, если положить, например, $\varphi_2 = \text{const} = c$, то, по определению, потенциал точки 1' больше φ_2 на величину ЭДС:

$$\varphi_{1'} = \varphi_2 + E = c + E. \quad (0.5)$$

Ток во внешней части простейшей электрической цепи, а в общем случае – в любом пассивном элементе направлен, как указывалось, от точки с более высоким потенциалом к точке с более низким. Поэтому потенциал $\varphi_1 = \varphi_2$ первой точки (1) больше потенциала $\varphi_2 = \varphi_6$ второй точки (2):

$$\varphi_1 = \varphi_2 + rI.$$

Также

$$\varphi_{1'} = \varphi_1 + r_g I. \quad (0.6)$$

Из равенства (1.5) и (1.6) имеем:

$$\varphi_2 + E = \varphi_1 + r_g I,$$

откуда ток

$$I = \frac{\varphi_2 - \varphi_1 + E}{r_g}. \quad (0.7)$$

Аналогично можно написать формулу для тока неразветвленного участка сложной электрической схемы с произвольным числом ЭДС и сопротивлений с заданной разностью потенциалов на концах этого участка (рис. 1.9).

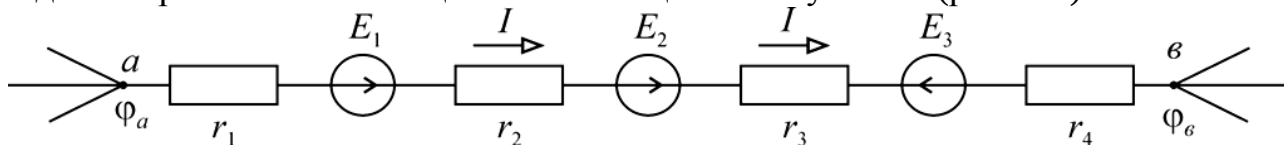


Рис. 1.9. Сложная электрическая схема

Ток I на участке схемы, содержащем ЭДС, может быть направлен от точки a к точке 6 или наоборот. Если направление тока заранее неизвестно, то для составления выражений, подобных (1.7), нужно выбрать направление тока произвольно. Такое произвольно выбранное направление тока на участке схемы условились называть **положительным направлением** и обозначать так же, как действительное направление, стрелкой с просветом или индексами у буквы I .

Если принять за положительное направление тока I на участке (рис. 1.9) направление от точки a к точке b , то потенциал φ_b определяется через потенциал φ_a выражением

$$\varphi_b = \varphi_a - r_1 I + E_1 - r_2 I + E_2 - r_3 I - E_3 - r_4 I.$$

Из этого равенства получается:

$$I = I_{ab} = \frac{\varphi_a - \varphi_b + E_1 + E_2 - E_3}{r_1 + r_2 + r_3 + r_4} = \frac{U_{ab} + \sum_a^6 E}{r_{ab}} = \left(U_{ab} + \sum_a^6 E \right) q_{ab}, \quad (0.8)$$

где $r_{ab} = r_1 + r_2 + r_3 + r_4$ – суммарное сопротивление участка схемы;

$\varphi_a - \varphi_b = U_{ab}$ – разность потенциалов между зажимами рассматриваемого участка, взятая по выбранному направлению тока;

$\sum_a^6 E = E_1 + E_2 - E_3$ – алгебраическая сумма ЭДС, действующих на том же

участке, причем каждая ЭДС, совпадающая по направлению тока, записывается с положительным знаком, а несовпадающая – с отрицательным.

Формула (1.8) представляет собой закон Ома для участка цепи с ЭДС.

Если в результате расчета по формуле (1.8) для тока I получится отрицательная величина, то это значит, что действительное направление тока не совпадает с выбранным положительным направлением (обратно произвольно выбранному направлению).

Для напряжения между любыми точками цепи также может быть произвольно выбрано положительное направление. Положительное направление напряжения указывается индексом у буквы U или обозначается на схемах стрелкой, которую, например, для напряжения $U_{ab} = \varphi_a - \varphi_b$, будем в дальнейшем ставить от точки a к точке b , принимая произвольно потенциал точки a выше потенциала точки b . Таким образом, напряжение, как и ток при расчетах, надо рассматривать как алгебраическую величину.

Для ЭДС источников напряжения и токов источников тока, когда их действительные направления неизвестны, также выбираются произвольные положительные направления и обозначаются двойными индексами или стрелками.

На участках схемы с пассивными элементами положительные направления напряжения и тока будем выбирать всегда совпадающими. В этом случае отдельной стрелки для напряжения можно не ставить.

1.3. Применение законов Кирхгофа для расчета разветвленных цепей

Для расчета разветвленной электрической цепи произвольного вида существенное значение имеет число ветвей и узлов.

Ветвью электрической цепи называется такой ее участок, который состоит только из последовательно включенных источников напряжений и

сопротивлений и вдоль которого в любой момент времени ток имеет одно и то же значение.

Узлом электрической цепи называется место (точка) соединения трех и более ветвей.

При обходе по ветвям можно получить **контур** электрической цепи; каждый контур представляет собой любой замкнутый путь, проходящий по нескольким ветвям.

На рис. 1.10 показана электрическая цепь с пятью узлами и девятью ветвями.

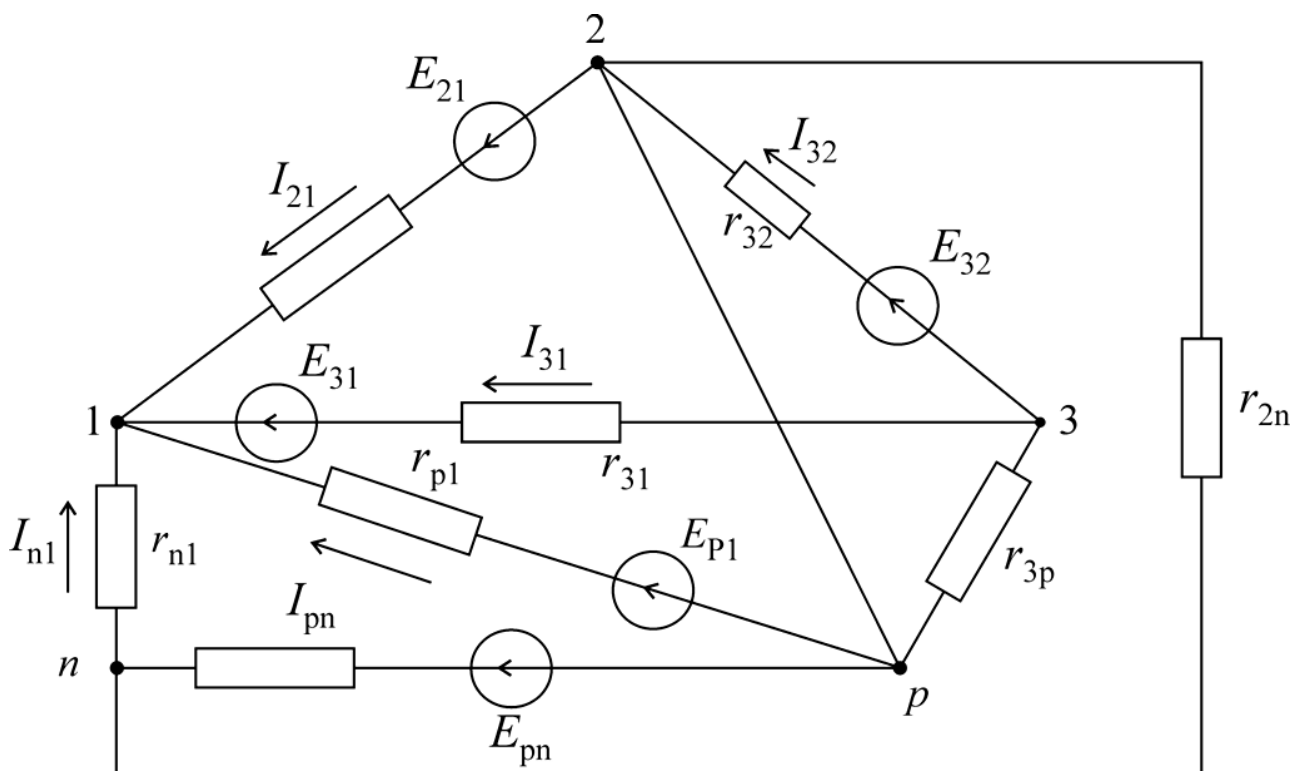


Рис. 1.10. Электрическая цепь

В частных случаях могут встретиться ветви только с сопротивлениями, без ЭДС (ветвь 1- n) и с сопротивлениями, практически равными нулю (ветвь 2- p). Так как напряжение на зажимах в ветви 2- p равно нулю (сопротивление равно нулю), то потенциалы точек 2 и p одинаковы и оба узла можно объединить в один узел.

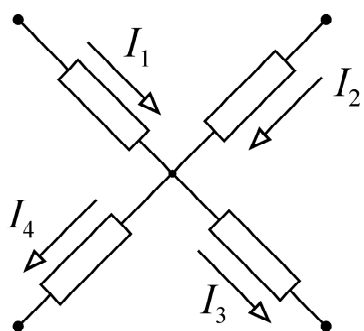


Рис. 1.11. Схема к первому закону Кирхгофа

Режим электрической цепи произвольной конфигурации полностью определяется первым и вторым законом Кирхгофа.

Первый закон Кирхгофа (рис. 1.11) применяется к узлам и формулируется следующим образом: **алгебраическая сумма токов в узле равняется нулю**, т. е.

$$\sum I = 0. \quad (0.9)$$

В этом уравнении одинаковые знаки должны быть взяты для токов, имеющих

положительные направления относительно только узловой точки. В дальнейшем будем в уравнениях, составленных по первому закону Кирхгофа, записывать токи, которые направлены к узлу с отрицательными знаками, а от узла – с положительными.

Второй закон Кирхгофа (рис. 1.12) применяется к контурам электрической цепи и формулируется следующим образом: **в любом контуре алгебраическая сумма ЭДС равна алгебраической сумме напряжений на сопротивлениях, входящих в этот контур**, т. е.

$$\sum E = \sum rI. \quad (0.10)$$

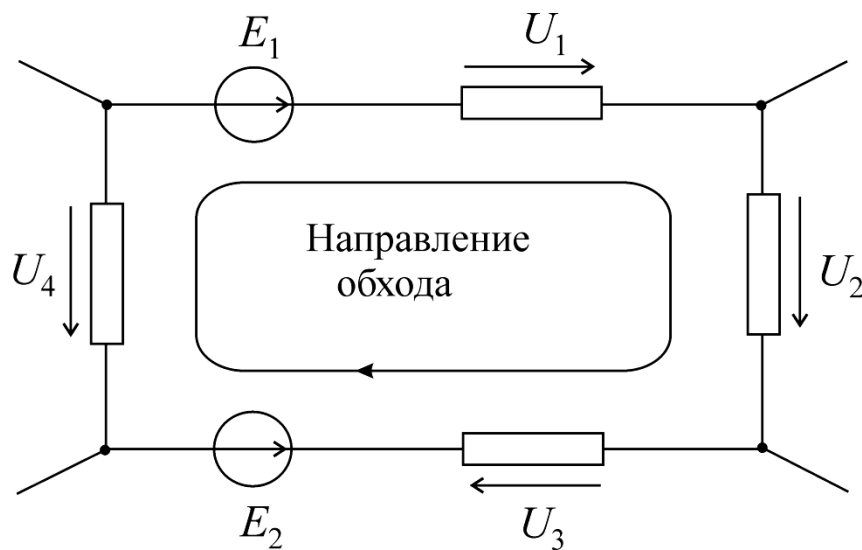


Рис. 1.12. Схема ко второму закону Кирхгофа

В уравнении (1.10) положительные знаки применяются для токов и ЭДС, положительные направления которых совпадают с произвольно выбранным направлением обхода рассматриваемого контура.

В теории электрических цепей решаются задачи двух типов. К первому типу относятся задачи анализа электрических цепей, когда, например, известны конфигурация и элементы цепи, а требуется определить токи, напряжения и мощности тех или иных участков. Ко второму типу относятся обратные задачи, в которых, например, заданы токи и напряжения, а требуется найти конфигурацию цепи и выбрать ее элементы. Такие задачи называются задачами синтеза электрических цепей. Здесь следует отметить, что решение задачи анализа немного проще решения задач синтеза.

В практической электротехнике в настоящее время чаще встречаются задачи анализа, которые и будут в дальнейшем рассматриваться.

Задачи анализа могут быть решены при помощи законов Кирхгофа. Если известны все элементы цепи и ее конфигурация, а требуется определить токи, то при составлении уравнений по законам Кирхгофа рекомендуется придерживаться такой последовательности: сначала выбрать произвольные положительные направления токов во всех ветвях электрической цепи, затем составить уравнения для узлов на основании первого закона Кирхгофа и,

Суммируя эти уравнения, получим тождество: $0 = 0$, следовательно, из этих четырех уравнений только три являются независимыми.

Так как беспредельное накопление электрических зарядов не может происходить как в отдельных узлах электрической цепи, так и любых ее частях, ограниченных замкнутыми поверхностями, то первый закон Кирхгофа можно применить не только к какому-либо узлу, но и к любой замкнутой поверхности, что уже было отмечено выше.

Например, для поверхности S (рис. 1.13), как бы рассекающей электрическую схему на две части, справедливо уравнение $I_4 - I_1 - I_2 - I_6 = 0$, что можно также получить и из уравнений (1.12) для узлов 3 и 4.

Для того чтобы установить число взаимно независимых уравнений, вытекающих из второго закона Кирхгофа, запишем для всех m ветвей схемы (рис. 1.10) m уравнений на основании закона Ома:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_2 - \varphi_1 &= r_{21}I_{21} - E_{21}; \\ \varphi_3 - \varphi_1 &= r_{31}I_{31} - E_{31}; \\ &\dots\dots\dots \\ \varphi_p - \varphi_1 &= r_{p1}I_{p1} - E_{p1}; \\ &\dots\dots\dots \\ \varphi_p - \varphi_n &= r_{pn}I_{pn} - E_{pn}, \end{aligned} \right\} \quad (0.13)$$

где $r_{pn} = r_{np}$ – сопротивление ветви, соединяющей узлы p и n ;

E_{pn} – суммарная ЭДС, действующая в ветви p - n ;

φ_p и φ_n – потенциалы узлов p и n .

В этих уравнениях суммарное число неизвестных токов m ветвей и потенциалов n узлов равняется $m + n$.

Не изменяя условий задачи, можно принять потенциал одного из узлов равным любой величине и, в частности, нулю. Если теперь из системы m уравнений (1.13) исключить оставшиеся неизвестными $n - 1$ потенциалов, то число уравнений уменьшится до $m - n + 1$. Но исключение потенциалов из уравнений (1.13) приводит к уравнениям, связывающим ЭДС источников с напряжениями на сопротивлениях, т. е. к уравнениям, составленным на основании второго закона Кирхгофа.

Таким образом, число **взаимно независимых** уравнений, которые можно составить на основании второго закона Кирхгофа, равно $m - n + 1$.

В качестве примера напишем уравнения, связывающие потенциалы узлов с напряжениями и ЭДС, действующими в ветвях, для схемы рис. 1.13:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 - \varphi_2 &= r_3 I_3 - E_3; \\ \varphi_1 - \varphi_3 &= r_1 I_1 - E_1; \\ \varphi_1 - \varphi_4 &= r_2 I_2 - E_2; \\ \varphi_4 - \varphi_2 &= r_4 I_4 - E_4; \\ \varphi_3 - \varphi_4 &= r_5 I_5; \\ \varphi_2 - \varphi_3 &= -E_6. \end{aligned} \right\} \quad (0.14)$$

Складывая третье и четвертое уравнения и вычитая полученную сумму из первого, получаем:

$$E_2 + E_4 - E_3 = r_4 I_4 + r_2 I_2 - r_3 I_3. \quad (0.15)$$

Если применить второй закон Кирхгофа (1.10) к контуру 1-4-2-1 (при обходе вдоль контура по направлению движения часовой стрелки), то получается это же уравнение.

Аналогичным путем можно получить уравнения для остальных контуров:

$$\left. \begin{aligned} - \text{ для контура 1-3-2-1: } E_1 - E_6 - E_3 &= r_1 I_1 - r_3 I_3; \\ - \text{ для контура 2-3-4-2: } E_6 - E_4 &= r_5 I_5 - r_4 I_4. \end{aligned} \right\} \quad (0.16)$$

Совместное решение любых трех уравнений (1.12) и уравнений (1.15) и (1.16) дает значения токов во всех ветвях электрической цепи, показанной на рис. 1.13. Если в результате решения этих уравнений получится отрицательное значение для какого-либо тока, то это значит, что его действительное направление противоположно принятому за положительное.

При составлении уравнений на основании второго закона Кирхгофа следует обращать особое внимание на то, чтобы получаемые уравнения были взаимно независимы. С этой целью необходимо выбирать контуры так, чтобы в них вошли ветви схемы, а в каждый из контуров входило возможно меньшее число ветвей. При этом, если каждый новый контур, для которого составляется уравнение, имеет не меньше одной старой и одной новой ветви и не получается из контуров, для которых уже написаны уравнения, путем удаления из этих контуров общих ветвей, то такие контуры взаимно независимы.

Например, контур 1-3-4-2-1 (см. рис. 1.13) можно получить из контуров 1-3-2-1 и 2-3-4-2 путем удаления ветви 2-3. Поэтому уравнение для контура 1-3-4-2-1 является следствием уравнения (1.16) и получается путем их суммирования.

Вторым законом Кирхгофа можно воспользоваться для определения напряжения между двумя произвольными точками схемы. В этом случае необходимо ввести в правую часть уравнений (1.9) искомое напряжение вдоль пути, как бы дополняющего незамкнутый контур до замкнутого. Например, для определения напряжения U_{52} (см. рис. 1.13) можно написать уравнение для контура 2-1-5-2:

$$E_2 - E_3 = U_{52} - r_2 I_2;$$

или для контура 5-4-2-5:

$$E_4 = r_2 I_2 + r_4 I_4 - U_{52},$$

откуда легко найти искомое напряжение.

Для полной характеристики электрического состояния цепи надо знать не только токи и напряжения, но также мощности источников и приемников энергии.

В замкнутой электрической цепи в соответствии с законом сохранения энергии развиваемая источниками энергия равна энергии, потребляемой приемниками. Из этого положения следует, что в любой электрической цепи алгебраическая сумма мощностей, развиваемых источниками ЭДС, равна сумме мощностей, потребляемых всеми сопротивлениями (в том числе внутренними сопротивлениями источников энергии):

$$\sum_{h=1}^{h=m} E_h I_h = \sum_{h=1}^{h=m} r_h I_h^2. \quad (0.17)$$

Если действительные направления ЭДС и токи в некоторой ветви совпадают, то мощность такого источника ЭДС входит в уравнение (1.17) с положительным знаком, и источник отдает энергию в цепь, работает в режиме генератора. Если направления ЭДС и тока в ветви противоположны, то мощность источника ЭДС – с отрицательным знаком, и такой источник работает в режиме приемника, потребляя энергию.

Необходимо отметить, что уравнение (1.17) может быть получено также из законов Кирхгофа (1.9) и (1.10).

1.4. Метод узловых потенциалов

Как было показано, режим любой цепи полностью характеризуется уравнениями, составленными на основании первого и второго законов Кирхгофа, причем для определения токов во всех m ветвях необходимо составить и решить систему уравнений с m неизвестными. Однако число уравнений, подлежащих решению, можно сократить, если воспользоваться **методом узловых потенциалов**, основанным на применении первого закона Кирхгофа и закона Ома.

Для выяснения сущности этого метода рассмотрим, например, электрическую схему, показанную на рис. 1.14.

Пусть потенциал одного из узлов, например третьего узла, равен нулю, т. е. $\varphi_3 = 0$. Такое допущение не изменяет условий задачи, так как ток в каждой ветви зависит не от относительных значений потенциалов узлов, к которым присоединена ветвь, а от разности потенциалов на занимаемой ветви.

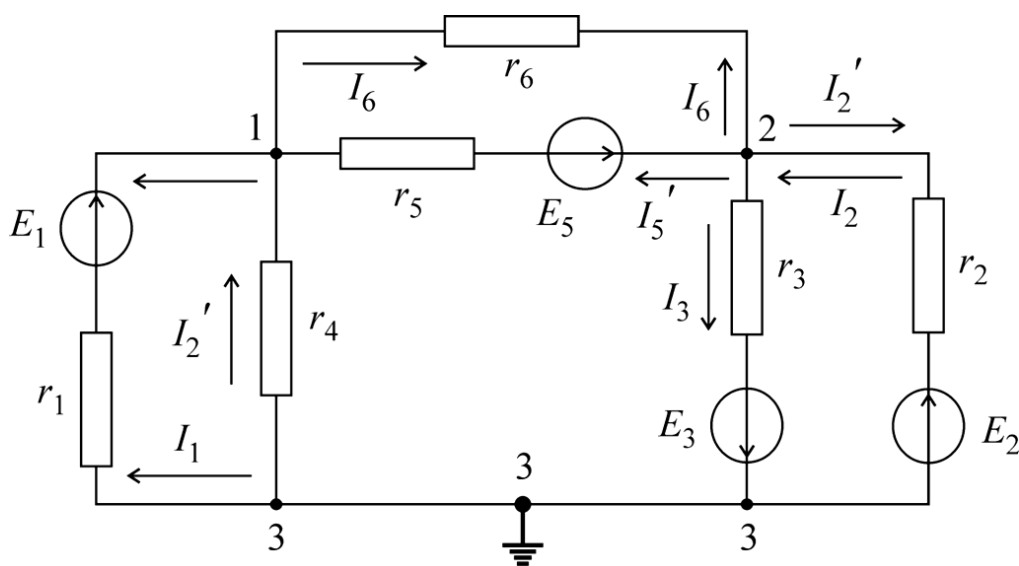


Рис. 1.14. Схема цепи

На основании первого закона Кирхгофа для первого (1) и второго (2) узлов этой схемы при выбранных положительных направлениях токов получается:

$$\left. \begin{aligned} I_5 - I_4 - I_1 - I_6 &= 0; \\ -I_5 - I_6 - I_2 - I_3 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad \begin{array}{l} \text{Токи в ветвях на основании закона Ома} \end{array} \quad (1.18)$$

$$\left. \begin{aligned} I_6 &= (\varphi_1 - \varphi_2) q_6; \\ I_1 &= (-\varphi_1 + E_1) q_1; \\ I_4 &= -\varphi_1 q_4; \\ I_5 &= (\varphi_1 - \varphi_2 + E_5) q_2; \\ I_2 &= (-\varphi_2 + E_2) q_1; \\ I_3 &= (\varphi_2 + E_3) q_3, \end{aligned} \right\} \quad (1.19)$$

где φ_1 и φ_2 – потенциалы первого и второго узлов.

После подстановки (1.19) в (1.18) и группировки членов получим:

$$\begin{aligned} \varphi_1 (q_6 + q_5 + q_4 + q_1) - \varphi_2 (q_6 + q_5) &= E_1 q_1 - E_5 q_5; \\ -\varphi_1 (q_0 + q_5) + \varphi_2 (q_6 + q_5 + q_2 + q_1) &= E_5 q_5 + E_2 q_2 - E_3 q_3, \end{aligned}$$

или

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 q_{11} - \varphi_2 q_{12} &= \sum_1 E q; \\ \varphi_1 q_{21} + \varphi_2 q_{22} &= \sum_2 E q. \end{aligned} \right\} \quad (1.20)$$

В этих уравнениях $q_{11} = q_6 + q_5 + q_4 + q_1$; $q_{21} = q_6 + q_5 + q_2 + q_3$ – суммы проводимостей ветвей, присоединенных соответственно к первому и второму узлам; $q_{12} = q_{11} = q_5 + q_6$ – сумма проводимостей ветвей, соединяющих эти узлы.

Правая часть каждого из уравнений (1.20) представляет собой алгебраическую сумму произведений ЭДС источников на проводимости тех ветвей, которые присоединены к рассматриваемому узлу. Произведение вида $E \cdot q$ берется с положительным знаком в том случае, когда ЭДС направлена к рассматриваемому узлу, и с отрицательным, когда ЭДС направлена от узла.

Таким образом, можно написать уравнения для определения потенциалов узлов произвольной электрической цепи, исходя из ее конфигурации, не задаваясь положительными направлениями токов в ветвях; при этом потенциал одного из узлов надо принять равным нулю.

Если электрическая схема содержит не только источники ЭДС, но и уравнения, составленные по первому закону Кирхгофа, войдут и токи источников тока. При составлении уравнений вида (1.20) токи заданных источников тока учитываются для каждого узла в виде слагаемых в правой части, причем с положительными знаками должны быть взяты токи источников тока, направленные к узлу, а с отрицательными – от узла.

Например, для узлов 1, 2 и 3 схемы, показанной на рис. 1.15.

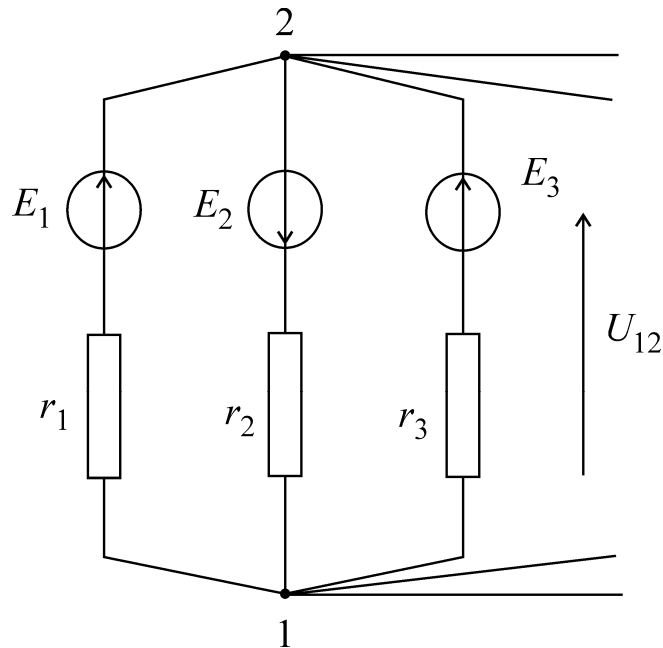


Рис. 1.15. Трехузловая электрическая схема

При $\varphi_4 = 0$ получим, соответственно, следующие уравнения:

$$\varphi_1 q_{21} - \varphi_2 q_{12} - \varphi_3 q_{13} = J + E_1 q_1;$$

$$-\varphi_1 q_{21} + \varphi_2 q_{22} - \varphi_3 q_{23} = E_2 q_2;$$

$$-\varphi_1 q_{31} - \varphi_2 q_{23} + \varphi_3 q_{32} = E_4 q_4,$$

где

$$q_{11} = q_1 + q_5 + q_3; \quad q_{22} = q_2 + q_3 + q_6;$$

$$q_{33} = q_4 + q_5 + q_6; \quad q_{12} = q_{21} = q_3;$$

$$q_{12} = q_{21} = q_5; \quad q_{23} = q_{22} = q_6.$$

Если электрическая схема имеет в своем составе $n + 1$ узлов (n – любое целое число), а потенциал, например, $(n + 1) - 1$ узла принят равным нулю, то для определения n потенциалов остальных узлов получаются n уравнений:

$$\begin{aligned} \varphi_1 q_{11} - \varphi_2 q_{12} - \dots - \varphi_p q_{1p} - \dots - \varphi_n q_{1n} &= J_1 + \sum_{j=2}^{n+1} E_1 j q_{1j}; \\ -\varphi_1 q_{21} + \varphi_2 q_{22} - \dots - \varphi_p q_{2p} - \dots - \varphi_n q_{2n} &= J_2 - \sum_{j=1}^{n+1} E_2 j q_{2j}; \\ &\dots\dots\dots \\ -\varphi_1 q_{p1} - \varphi_2 q_{p2} - \dots - \varphi_1 q_{pp} - \dots - \varphi_n q_{pn} &= J_p + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq p}}^{n+1} E_p j q_{pj}; \\ &\dots\dots\dots \\ -\varphi_1 q_{n1} - \varphi_2 q_{n2} - \dots - \varphi_p q_{np} - \dots - \varphi_n q_{nn} &= J_n + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq n}}^{n+1} E_n j q_{nj}. \quad (1.21) \end{aligned}$$

Или в более общей форме для любого P узла при $\varphi_{n+1} = 0$:

$$\varphi_p \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq p}}^{n+1} q_{pj} - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq p}}^{n+1} \varphi_j q_{pj} = J_p + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq p}}^{n+1} \Sigma_p j q_{pj}. \quad (1.21a)$$

В этих уравнениях, так же, как и в уравнении (1.20), проводимость

$$\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq p}}^{n+1} q_{pj} = q_{pp}$$

(с двумя одинаковыми индексами) представляет собой суммарную проводимость ветвей, присоединенных к узлу P , а проводимость $q_{jp} = q_{pj}$ с двумя различными индексами равна сумме проводимостей ветвей, соединяющих между собой рассматриваемые узлы j и p . Правая часть каждого из уравнений содержит алгебраические суммы произведений ЭДС на соответствующие проводимости для всех ветвей, присоединенных к узлу P , и узловой ток J_p , равный алгебраической сумме токов всех источников тока, присоединенных к тому же узлу.

При этом следует иметь в виду, что сумма всех узловых токов, как это вытекает из первого закона Кирхгофа, для замкнутых поверхностей всегда

равна нулю. К узловым токам нужно отнести и уже известные в каких-либо ветвях токи. Проводимости таких ветвей в выражениях вида q_{pp} и q_{jp} не входят.

Решив уравнения (1.21), можно определить потенциалы узлов, а зная потенциалы, найти токи во всех ветвях по закону Ома.

Пусть между двумя узлами 1 и 2 включено m ветвей (1.17). Найдем напряжение (1.21) для первого узла. Получается уравнение

$$\varphi_1(q_1 + q_2 + \dots + q_h + \dots + q_m) - \varphi_2(q_1 + q_2 + \dots + q_h + \dots + q_m) = \sum_{n=1}^{h=m} E_h q_h, \quad (1.22)$$

откуда

$$U_{12} = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{\sum_{n=1}^{h=m} E_h q_h}{\sum_{n=1}^{h=m} q_h}, \quad (1.23)$$

где числитель представляет собой алгебраическую сумму произведений ЭДС на проводимости соответствующих ветвей, содержащих ЭДС (с положительным знаком берутся ЭДС, направленные к узлу 1), а знаменатель – арифметическую сумму проводимостей всех ветвей, включенных между узлами.

1.5. Метод контурных токов

Для расчета режима сложной электрической цепи можно ограничиться совместным решением лишь $k = m - n + 1$ независимых уравнений, составленных на основании второго закона Кирхгофа, воспользовавшись **методом контурных токов**. При этом первый закон Кирхгофа, конечно, всегда удовлетворяется.

Для иллюстрации применения метода контурных токов рассмотрим схему на рис. 1.16 с шестью ветвями и четырьмя узлами. Прежде чем составлять уравнения по второму закону Кирхгофа, надо выбрать взаимно независимые контуры так, чтобы одна из ветвей соответствующего контура входила только в этот контур. Например, в схеме рис. 1.16 изображены первая, вторая и третья ветви, в них входят соответственно только контуры 1-2-4-1, 2-3-4-2 и 1-4-3-1.

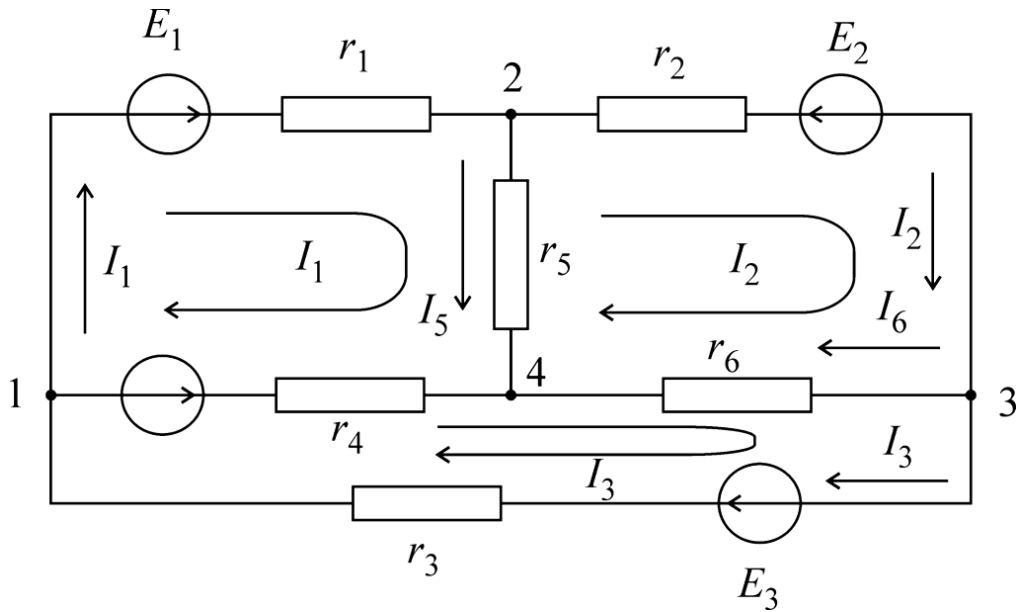


Рис. 1.16. Сложная электрическая схема с шестью ветвями и четырьмя узлами

Для схемы рис. 1.16 на основании первого закона Кирхгофа,

$$I_1 - I_4 - I_3 = 0; \quad I_5 + I_2 - I_1 = 0; \quad I_6 + I_3 - I_2 = 0. \quad (1.24)$$

На основании второго закона Кирхгофа,

$$\left. \begin{aligned} E_1 - E_4 &= r_1 I_1 + r_5 I_5 + r_4 I_4; \\ -E_2 &= r_2 I_2 + r_6 I_6 - r_5 I_5; \\ E_4 + E_2 &= r_3 I_3 - r_4 I_4 - r_6 I_6. \end{aligned} \right\} \quad (1.25)$$

Пользуясь уравнением (1.24), исключим из уравнения (1.25) токи I_4 , I_5 и I_6 всех ветвей, общих для нескольких контуров. В результате получим:

$$\left. \begin{aligned} E_1 - E_4 &= (r_1 + r_4 + r_5) I_1 - r_5 I_2 - r_4 I_3; \\ -E_2 &= -r_5 I_1 + (r_2 + r_6 + r_5) I_2 - r_6 I_3; \\ E_3 + E_4 &= -r_4 I_1 - r_6 I_2 + (r_3 + r_4 + r_6) I_3. \end{aligned} \right\} \quad (1.26)$$

Для этой же схемы можно выбрать и другие, взаимно независимые контуры, например, вместо контура 1-4-3-1 с током I_3 можно выбрать контур 1-2-4-3-1. В этом случае в ветви 2-4 действительный ток I_5 будет равен алгебраической сумме трех токов: $I_5 = I_1 - I_2 + I_3$.

Аналогичным способом можно для схемы любой цепи выбрать взаимно независимые контуры так, чтобы одна из ветвей соответствующего контура входила только в этот контур. Если затем, пользуясь уравнениями, вытекающими из первого закона Кирхгофа, исключить из уравнений, составленных по второму закону Кирхгофа, токи, общие для нескольких контуров ветвей, то в результате получится система уравнений только с теми токами, которые не являются общими для двух или большего числа контуров.

В соответствии с уравнениями (1.26) можно принять, что каждый из токов I_1 , I_2 и I_3 замыкается в одном из контуров, и назвать такие токи **контурными**. Напряжения на сопротивлениях любого контура равны алгебраической сумме

напряжений, обусловленных токами своего и смежных контуров. Например, в контуре из сопротивлений r_1 , r_5 и r_4 разность ЭДС $E_1 - E_4$ равняется сумме трех напряжений: от собственного контурного тока I_1 на всех сопротивлениях этого контура и от токов I_2 и I_3 соответственно на сопротивлениях r_5 и r_4 . Действительные токи в ветвях, общих для нескольких контуров, равны алгебраическим суммам контурных токов:

$$I_4 = I_1 - I_3; \quad I_5 = I_1 - I_2; \quad I_6 = I_2 - I_3. \quad (1.27)$$

Из приведенного примера следует, что для определения токов в ветвях этим методом достаточно ввести в расчет контурные токи и составить уравнения только на основании второго закона Кирхгофа; число этих уравнений меньше числа неизвестных токов ветвей на число узлов схемы без одного $n - 1$. При замене токов в ветвях контурными токами первый закон Кирхгофа удовлетворяется, так как каждый контурный ток в одной из ветвей контура направлен к узлу, а в другой – от того же узла 4 (рис. 1.16). По первому закону Кирхгофа для токов ветвей получается:

$$I_4 - I_5 = 0$$

или для контурных токов

$$(I_1 - I_3) - (I_1 - I_2) - (I_2 - I_3) = 0.$$

Если схема содержит не только источники ЭДС, но и источники тока, то можно принять ток каждого из источников тока замыкающимся по любым ветвям, составляющим с ветвью источника тока замкнутый контур. Падение напряжения, вызванное током такого источника на каждом из сопротивлений контура, учитывается при записи правой части уравнений (1.26). Однако эти напряжения можно также учесть с обратным знаком в левой части уравнений (1.26).

Таким образом, применяя метод контурных токов для расчета режима цепи, можно предварительно заменить источники тока эквивалентными ЭДС, а затем ввести контурные токи и на основании второго закона Кирхгофа составить систему уравнений для их определения. Действительные токи в ветвях без эквивалентных источников ЭДС, заменяющих источники тока, определяются путем алгебраического суммирования только контурных токов, а в ветвях с эквивалентными источниками ЭДС учитываются и токи источников тока.

При расчете электрических цепей изложенным методом всегда стремятся к тому, чтобы число контурных токов, замыкающихся через каждую из ветвей, было по возможности минимальным. С этой целью обычно выбирают каждый контур в виде ячейки (на рис. 1.16 три ячейки с контурными токами I_1 , I_2 и I_3), руководствуясь при этом указанным выше правилом выбора независимых контуров при составлении уравнений на основании второго закона Кирхгофа.

Положительные направления контурных токов можно выбирать произвольно и независимо от положительных направлений токов в ветвях.

Установим теперь более общие, необходимые для дальнейших выводов соотношения между контурными токами, сопротивлениями и ЭДС цепи произвольной конфигурации. Для схемы, имеющей k независимых контуров, уравнения, аналогичные (1.26), запишутся в следующем виде:

$$D = \begin{vmatrix} r_{11} & r_{12} & \dots & r_{1l} & \dots & r_{1k} \\ r_{21} & r_{22} & \dots & r_{2l} & \dots & r_{2k} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{l1} & r_{l2} & \dots & r_{ll} & \dots & r_{lk} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{k1} & r_{k2} & \dots & r_{kl} & \dots & r_{kk} \end{vmatrix}, \quad (1.30)$$

где $A_{l_1}, A_{l_2}, \dots, A_{l_q}, \dots, A_{l_k}$ – алгебраические дополнения определителя D , причем A_{l_q} получается из D путем вычеркивания в нем l -го столбца и q -й строки и умножения полученного определителя на $(-1)^{l+q}$.

Необходимо отметить, что сопротивление вида r_{ll} и r_{kl} нужно записывать в выражении (1.30) с тем знаком, который стоит перед соответствующим напряжением в уравнении (1.28).

1.6. Двухполюсники и четырехполюсники

При исследовании процессов в сложных электрических цепях часто интересуются током, напряжением и мощностью только одной ветви. Однако отдельные ветви могут быть выделены из сложной цепи не только для исследования процессов именно в этих ветвях, но и для установления связи, например, между одной частью цепи с источниками электрической энергии и другой – с приемниками. Во всех этих случаях выделяют ветвь, присоединенную к сложной цепи в двух точках (двумя зажимами). Часть электрической цепи произвольной конфигурации, рассматриваемая относительно выделенной ветви с двумя зажимами или, как говорят, относительно двух полюсов, называется **двухполюсником**.

Двухполюсники, содержащие источники электрической энергии, называются *активными*, а двухполюсники, не содержащие источников электрической энергии, – *пассивными*.

Всякий пассивный двухполюсник является потребителем электрической энергии и характеризуется одной величиной – сопротивлением r_B . Поэтому на эквивалентной схеме пассивный двухполюсник может быть представлен одним элементом – сопротивлением r_B , называемым **внутренним сопротивлением** или **входным сопротивлением** пассивного двухполюсника. Если известна схема пассивного двухполюсника, то для определения входного сопротивления r_B надо тем или иным способом ее «свернуть» относительно двух заданных зажимов.

На рис. 1.17а показана сложная электрическая схема.

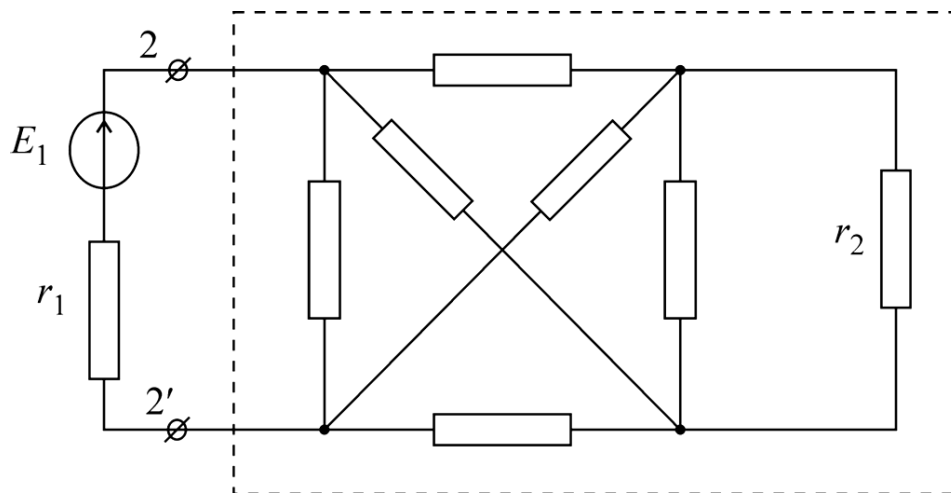


Рис. 1.17а. Сложная цепь

Если выделить в этой схеме ветвь с источником ЭДС E_1 и сопротивлением r_1 , то остальную часть схемы (обведенную пунктиром) можно рассматривать относительно зажимов 2-2' как пассивный двухполюсник (без источников энергии). Часть той же схемы относительно зажимов 1-1' ветви с сопротивлением r_2 (рис. 1.17б) можно рассматривать как активный двухполюсник (обведен пунктиром).

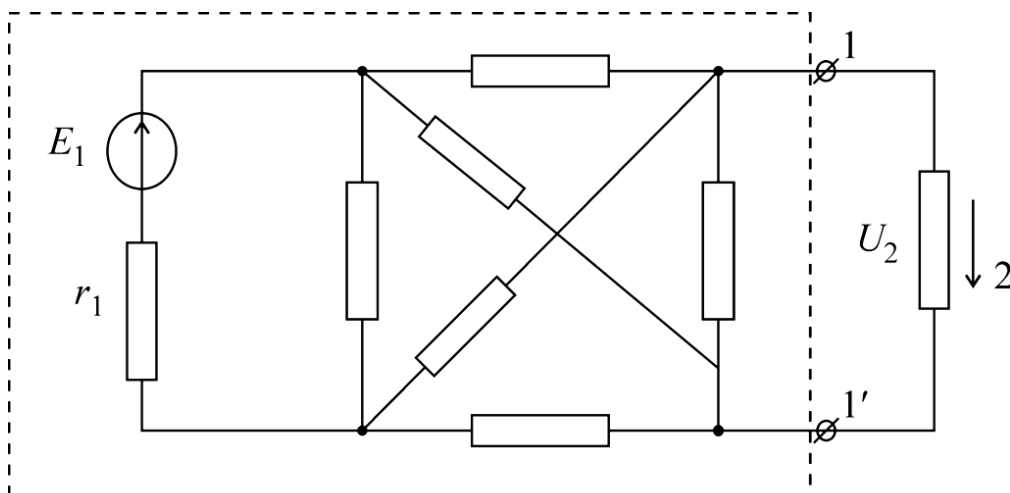


Рис. 1.17б. Сложная электрическая схема

В дальнейшем активные двухполюсники (рис. 1.18, а) будем обозначать прямоугольниками с буквой А (активный), а пассивные (рис. 1.18, б) – прямоугольниками с буквой П (пассивный).

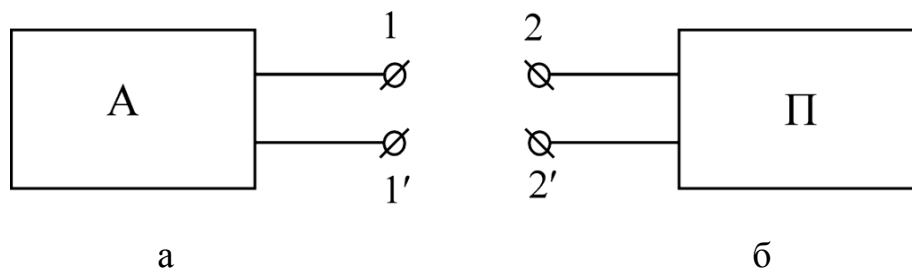


Рис. 1.18. Условное обозначение двухполюсников

Мощность пассивного двухполюсника определяется выражениями [2]:

$$P = E_x I - r_B I^2 = U_x I - r_B I^2 \quad (1.31)$$

и

$$P = r I^2, \quad (1.32)$$

где $U_x I$ – мощность, развиваемая эквивалентным активным двухполюсником;

$r_B I^2$ – мощность потерь в сопротивлении r_B .

Для определения величины тока I , при которой мощность P максимальна, надо найти производную от P по I из уравнения (1.31) и приравнять ее к нулю:

$$\frac{dP}{dI} = U_x - 2r_B I = 0,$$

откуда

$$I = U_x / 2r_B$$

(уравнением (1.32) воспользоваться нельзя, так как его правая часть содержит две переменные величины r и I). Но в общем случае ток $I = \frac{U_x}{r_B + r}$.

Значит, мощность максимальна при

$$r = r_B, \quad (1.33)$$

т. е. при равенстве входных сопротивлений активного и пассивного двухполюсников.

2. АНАЛИЗ И РАСЧЕТ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

2.1. Элементы и эквивалентные схемы простейших нелинейных цепей

В этой главе рассматриваются нелинейные электрические цепи, т. е. цепи, содержащие элементы с нелинейными вольт-амперными характеристиками.

Нелинейные элементы электрических цепей можно разбить в зависимости от их характеристик на две основные группы: симметричные и несимметричные.

Симметричными называются нелинейные элементы, у которых вольт-амперные характеристики не зависят от направления тока в них и напряжения на зажимах. К числу таких элементов относятся: диоды Гона, лавинно-пролетные диоды (ЛПД), транзисторы, электрические лампы (ЭВП), бареттеры, термосопротивления (термисторы) и т. п.

Несимметричными называют нелинейные элементы, у которых вольт-амперные характеристики не одинаковы при различных направлениях тока и напряжения на зажимах. В качестве примеров можно назвать электрическую дугу с разнородными электродами (медь-уголь, железо-ртуть), двухэлектродные электронные лампы, вентили и т. п.

Рассмотрим вольт-амперные характеристики некоторых нелинейных элементов. Вольт-амперная характеристика (ВАХ) **бареттера** применяется для стабилизации тока, при изменении в некоторых пределах напряжения на его зажимах ток остается практически неизменным (рис. 2.1).

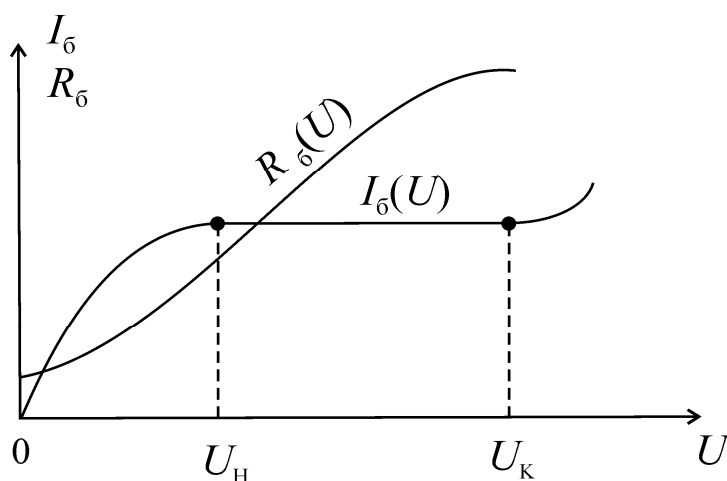


Рис. 2.1. Зависимость $I_б$ от U

Ток в бареттере практически один и тот же при изменении напряжения в пределах от U_H до U_K . Величина сопротивления бареттера $R_б$ растет с увеличением тока.

Для стабилизации напряжения в электрических цепях включаются **термосопротивления**, у которых с повышением температуры сопротивление уменьшается. На рис. 2.2 показана типичная ВАХ термосопротивления.

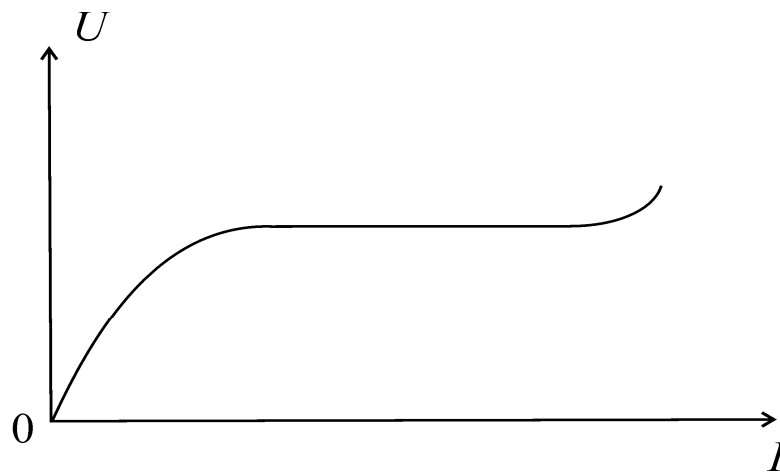


Рис. 2.2. Зависимость U от I

Они включаются также в различные схемы для измерения и регулирования температуры, применяются для температурной компенсации и др.

Некоторые электрические цепи содержат в качестве нелинейных приборы **тлеющего разряда**. На рис. 2.3 показана ВАХ газового промежутка.

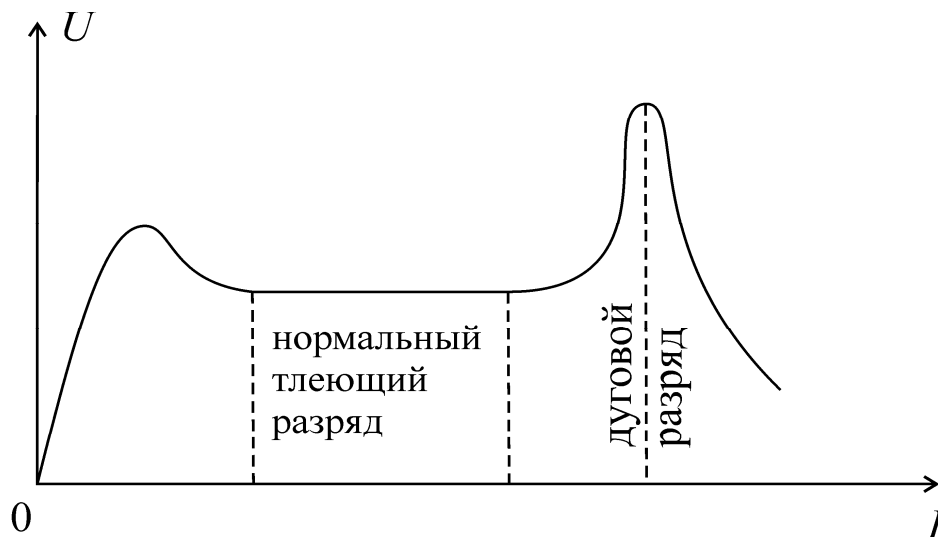


Рис. 2.3. ВАХ тлеющего разряда

На этой характеристике отмечены отдельные области работы газового промежутка. При работе прибора газового разряда в режиме нормального тлеющего разряда он применяется для стабилизации напряжения, так как при значительном изменении тока напряжение практически не изменяется. Режим работы газового промежутка, характеризующийся дуговым разрядом, также встречается весьма часто на практике. С увеличением тока напряжение на дуге падает или, как говорят, дуга имеет падающую характеристику.

Электронные лампы и полупроводниковые триоды, очень часто применяемые в современной электротехнике, также обладают нелинейными ВАХ. Зависимость анодного напряжения при различных значениях остаточного напряжения U_C приведена на рис. 2.4.

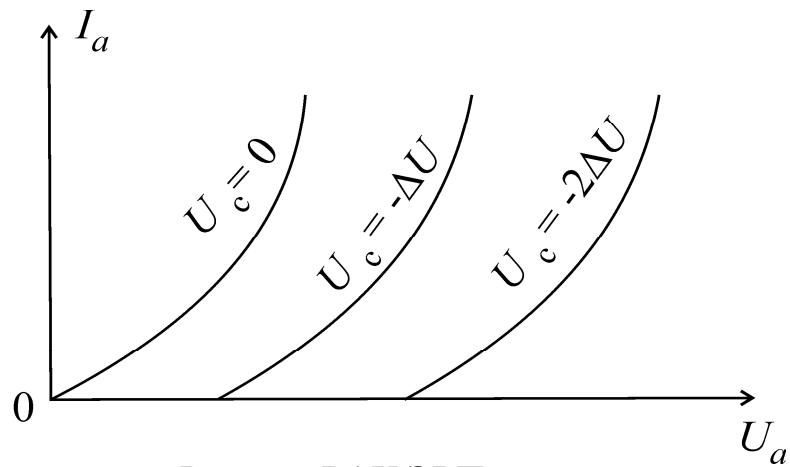


Рис. 2.4. ВАХ ЭВП

На рис. 2.5 показано семейство коллекторных характеристик полупроводникового триода, показывающих зависимость напряжения на коллекторе от тока в коллекторе при различных токах эмиттера.

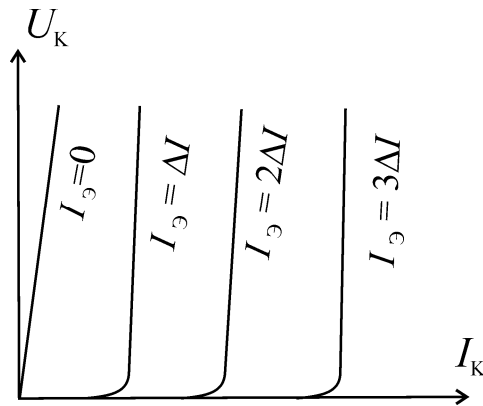


Рис. 2.5. ВАХ транзистора

ВАХ работы диода Ганна в доменном режиме показана на рис. 2.6.

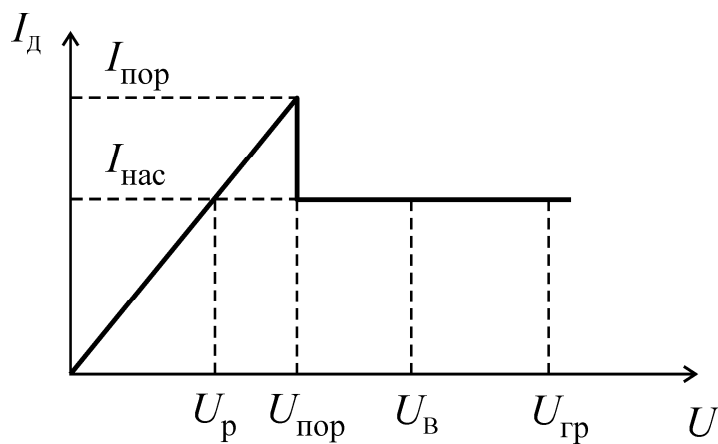


Рис. 2.6. Зависимость I_d от U с резко выраженной отрицательной производной

Для нелинейных элементов с падающей ВАХ дифференциальное сопротивление $r_{\partial} = \Delta U / \Delta I$ отрицательно, так как положительное приращение тока сопровождается отрицательным приращением напряжения.

Если ВАХ на рабочем участке практически линейны, то можно для расчета нелинейный элемент заменить эквивалентной схемой, состоящей из источника напряжения и линейного сопротивления r_{∂} . Так, например, вольт-амперные характеристики двух нелинейных элементов, представленных на рис. 2.7, а и б, на небольшом около рабочей точки a можно заменить прямыми линиями, уравнения которых

$$\begin{aligned} U_1 &= E_{01} + m_r \operatorname{tg} \alpha_1 I; \\ U_2 &= -E_{02} + m_r \operatorname{tg} \alpha_2 I \end{aligned} \quad (2.1)$$

или

$$U_1 = E_{01} + r_{\partial 1} I; \quad U_2 = -E_{02} + r_{\partial 2} I,$$

где $m_r = \frac{m_U}{m_I}$ – статическое сопротивление;
 r_{∂} – дифференциальное сопротивление ($r_{\partial} = \Delta U / \Delta I$);
 m_I и m_U – масштабные коэффициенты.

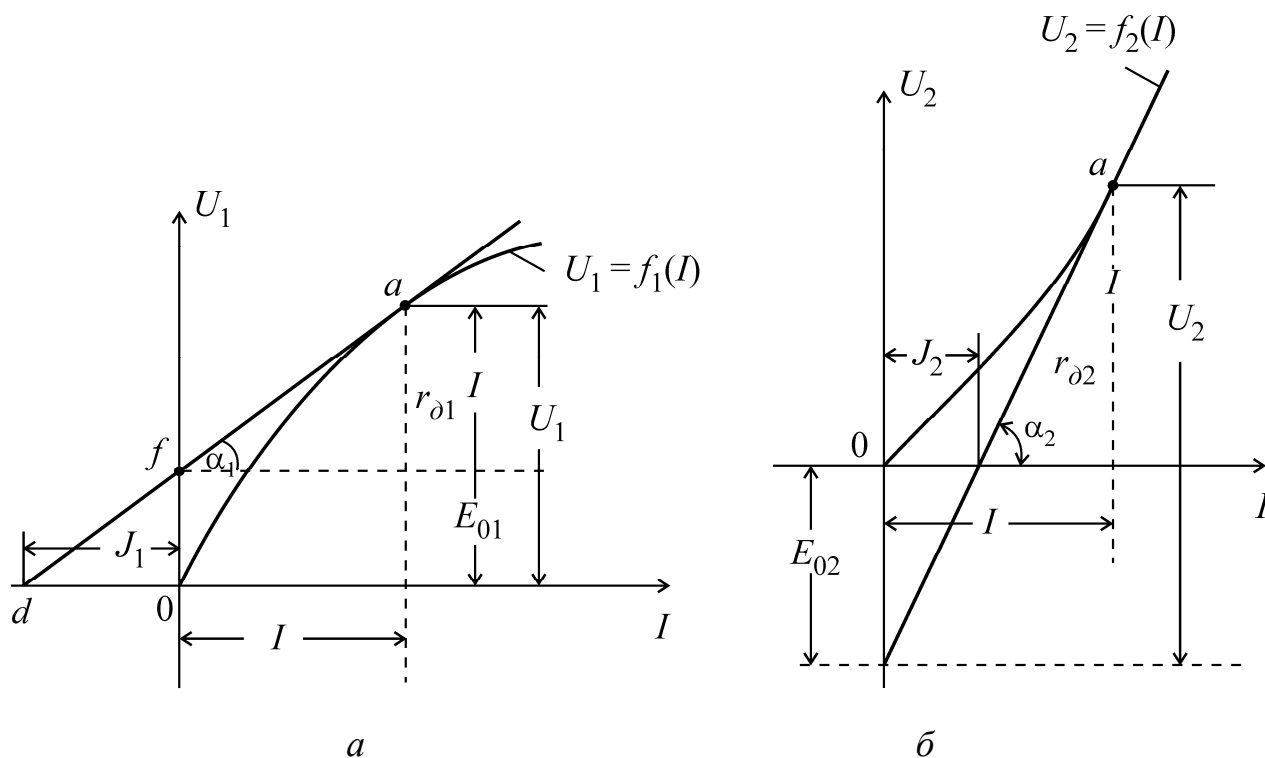


Рис. 2.7. Цепи двух нелинейных элементов

Предположим, что нелинейный элемент $r_1(I)$ имеет ВАХ, показанную на рис. 2.7, а. Для рабочей точки a напряжение U_1 и ток I на нелинейном элементе связаны первым из выражений (2.1). Эквивалентная схема этого нелинейного элемента показана на рис. 2.8, б, причем ЭДС E_{01} направлена навстречу току I ,

так как только при таком направлении ЭДС потенциал точки 1 (рис. 2.8, а) выше потенциала точки 2 на величину $U_1 = E_{01} + r_{\partial 1} I$.

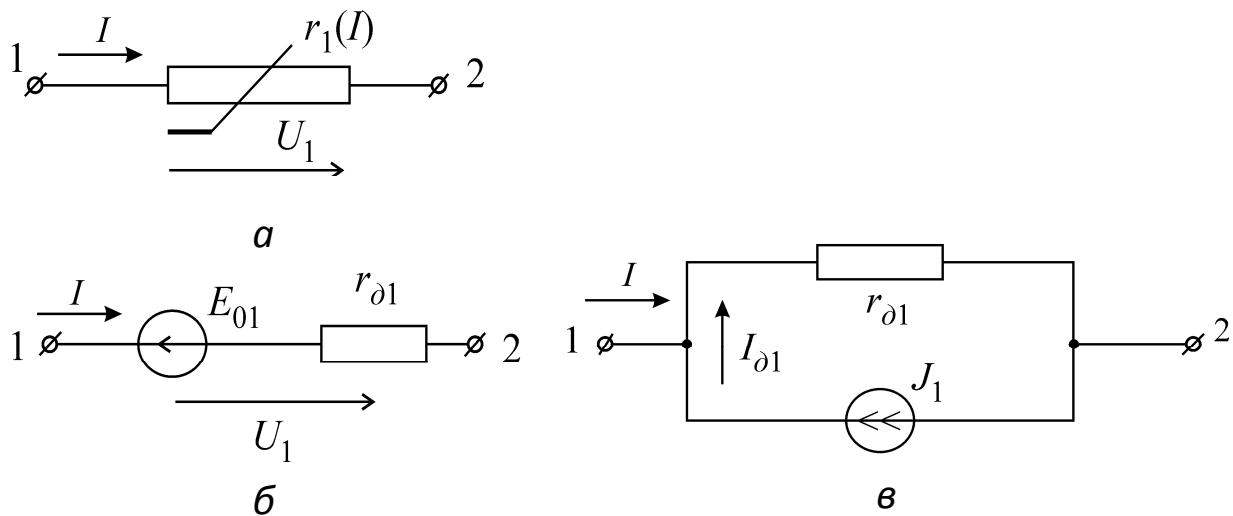


Рис. 2.8. Схемы нелинейных элементов:

а – схема резистора; б – нелинейный элемент с ЭДС; в – элемент с источником тока

Разделив последнее выражение на $r_{\partial 1}$, получим соотношение

$\frac{U_1}{r_{\partial 1}} = \frac{E_{01}}{r_{\partial 1}} + I$, которому соответствует эквивалентная схема с источником тока

(рис. 2.8, в), где $r_{\partial 1} = \frac{U_1}{I}$. Полезно подчеркнуть, что величина тока J_1 равна в

масштабе m_I отрезку $0d$ (рис. 2.7, а), отсекаемому на оси токов продолжением касательной af , что легко показать при помощи соотношения между катетами треугольника $d0f$.

Если нелинейный элемент (рис. 2.8, а) имеет ВАХ, показанную на рис. 2.7, б, то при тех же положительных направлениях для тока и напряжения (рис. 2.8, а) на эквивалентных схемах изменяются направления ЭДС и тока источника на обратные, что нетрудно уяснить из построений на рис. 2.7, б.

Следует еще раз подчеркнуть, что все соотношения которые можно установить при помощи эквивалентных схем, справедливы лишь для таких режимов, когда нелинейные элементы электрической цепи работают на практически прямолинейных участках вольтамперных характеристик.

2.2. Вольт-амперные характеристики нелинейных активных двухполюсников

При графоаналитических расчетах разветвленных цепей с нелинейными элементами часто приходится пользоваться ВАХ активных двухполюсников с нелинейными элементами.

На рис. 2.9, *а* показана активная ветвь, эквивалентная некоторому нелинейному двухполюснику с источником ЭДС E и нелинейным элементом $r(I)$; ВАХ этого элемента дана на рис. 2.10 в виде кривой $I = f(U)$. Для схемы, изображенной на рис. 2.9, *а*, при выбранных положительных направлениях тока I и напряжения U_{21} , очевидно справедливо уравнение $U_{21} = E - U$. По этому уравнению и заданной вольт-амперной характеристике $I = f(U)$ построена ВАХ, показывающая зависимость I от напряжения U_{21} на рис. 2.10.

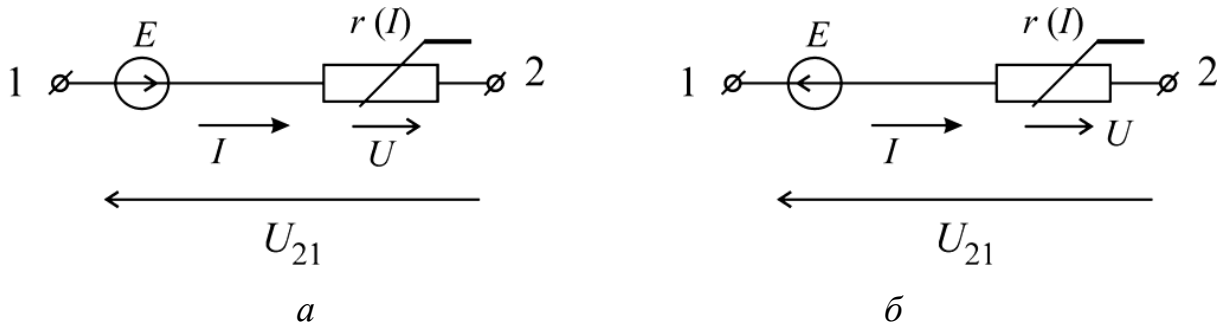


Рис. 2.9. Активная ветвь двухполюсника

При изменении тока I в пределах от нуля (точка *а*) до $I = I_0$ (точка *в*) напряжение $U_{21} = E$ меняется до $U_{21} = 0$ (участок *ав* кривой). При дальнейшем увеличении тока I напряжение U_{21} на зажимах двухполюсника становится отрицательным и определяется абсциссами участка кривой *вс* (рис. 2.10).

При отрицательных значениях тока I и напряжения U напряжение U_{21} растет с увеличением тока I (участок *ад*).

Если ЭДС E (рис. 2.9, *б*) имеет противоположное направление, т. е. $U_{21} = -E - U$, то получится другая ВАХ для активного двухполюсника в виде кривой $I = f(-E - U)$ (рис. 2.10). Из рис. 2.10 ясно, что ВАХ $I = f(-E - U)$ получается путем переноса каждой ординаты кривой $I = f(E - U)$ на величину $2E$ влево относительно кривой $I = f(E - U)$.

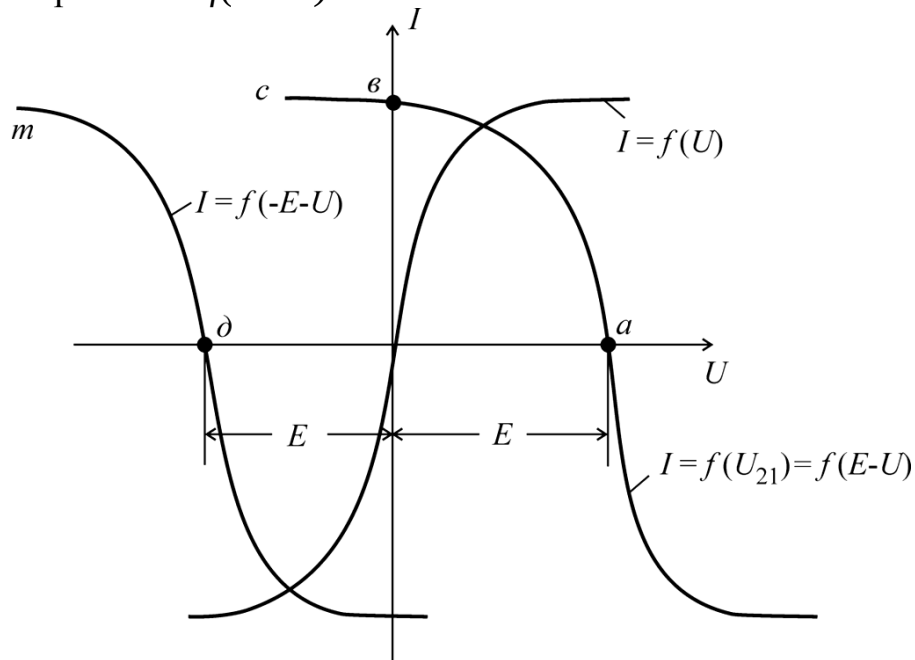


Рис. 2.10. ВАХ элемента

ВАХ для активных двухполюсников с источником тока (рис. 2.11, а и б) построены на рис. 2.12 в виде кривых: $I = J + I_H = f(U)$ и $I = -J + I_H = f(U)$.

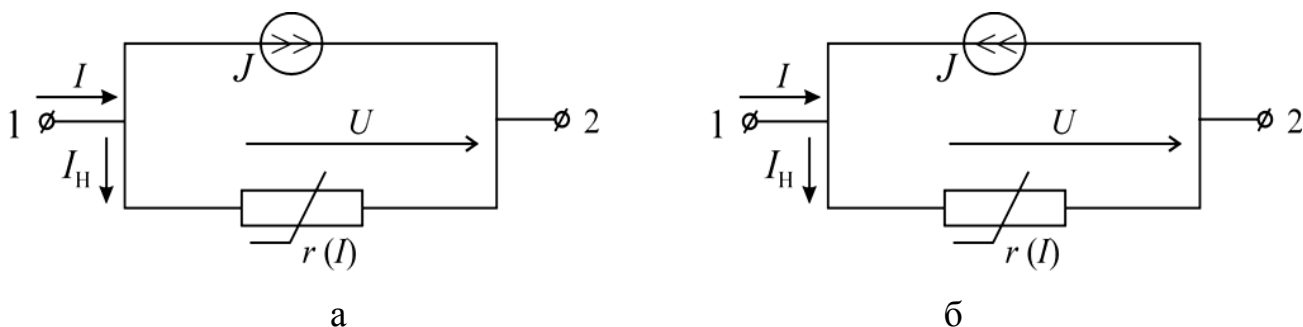


Рис. 2.11. Активные нелинейные двухполюсники: а – прямое включение J ; б – обратное включение J

Методика построения ВАХ показана непосредственно на рис. 2.12 и не требует особых объяснений.

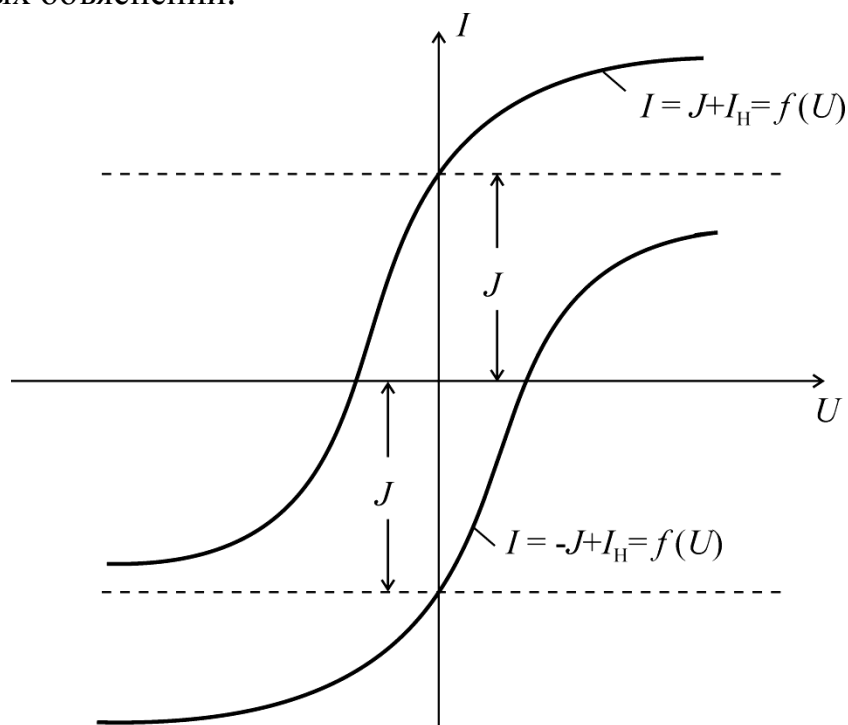


Рис. 2.12. ВАХ двухполюсников

2.3. Применение теории активного двухполюсника и четырехполюсника для расчета цепей с линейными и нелинейными элементами

Для расчета разветвленных электрических цепей с линейными и нелинейными элементами иногда целесообразно воспользоваться теоремой об активном двухполюснике.

На рис. 2.13, а показана схема разветвленной цепи с одним нелинейным элементом $r_3(I_3)$, причем известны ЭДС источников E_1 и E_2 , сопротивления r_1, r_2, r_4, r_5 и r_6 и вольт-амперная характеристика нелинейного элемента; требуется определить токи во всех ветвях.

По теореме об активном двухполюснике представим заданную (рис. 2.13, а) в виде последовательного соединения двух двухполюсников (рис. 2.13, б). В полученной схеме ЭДС $E = U_x$ равна напряжению между точками 1 и 2 в отключенном нелинейном элементе; r_6 – входное сопротивление активного двухполюсника по отношению к зажимам 1–2; I_3 – искомый ток в нелинейном элементе. Этот ток в схеме рис. 2.13, б легко найти ранее изложенным способом. При известном токе I_3 токи в остальных ветвях определяются аналитически любым расчетным методом схемы на рис. 2.13, а.

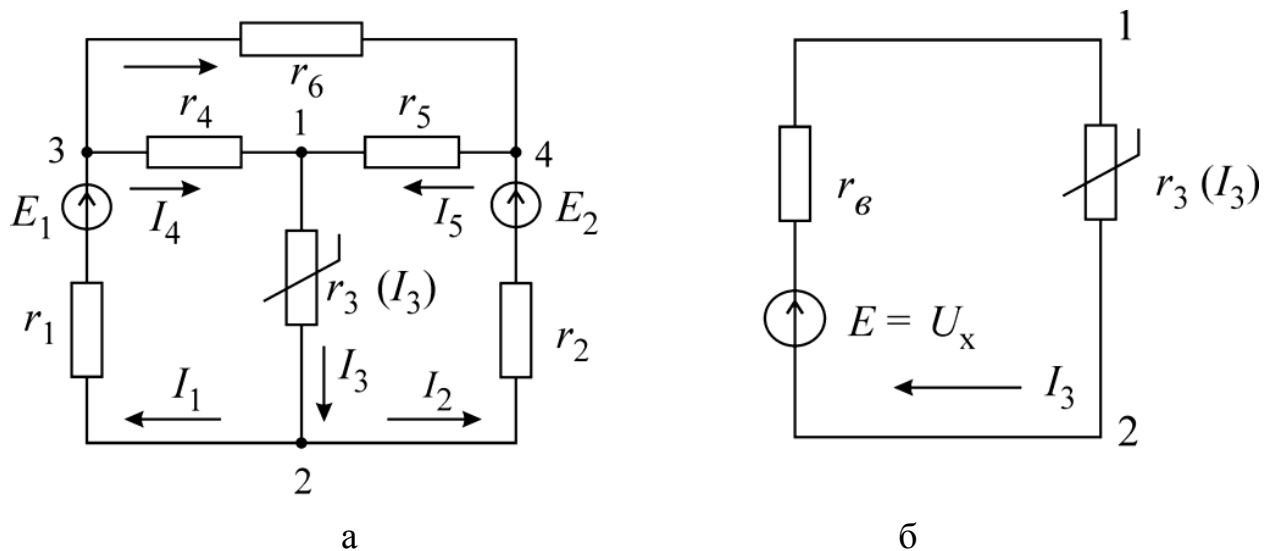


Рис. 2.13. Схема разветвленной цепи с одним нелинейным элементом

Эквивалентную схему на рис. 2.13, б можно получить, не применяя теоремы об активном двухполюснике. Для этого треугольник сопротивлений r_4 , r_5 и r_6 следует преобразовать в эквивалентную звезду, а полученные в результате такого преобразования две параллельные ветви заменить одной ветвью с эквивалентным источником ЭДС E и внутренним сопротивлением r_6 .

Применяя теорему об активном двухполюснике к нескольким ветвям, иногда удастся довольно просто рассчитать разветвленную цепь с несколькими нелинейными элементами после ее преобразования к более простому виду.

На рис. 2.14, а изображена мостовая схема с двумя нелинейными и тремя линейными элементами, для которой заданы ВАХ нелинейных элементов, а также сопротивления ветвей r_1 , r_2 , r_4 и напряжение U ; требуется найти токи во всех ветвях.

Разомкнем одновременно вторую и третью ветвь с нелинейными элементами и найдем напряжения U_{x2} и U_{x3} на зажимах этих ветвей. Затем, так же, как при расчете линейных цепей, включим в разомкнутые ветви источники с ЭДС $E_{x2} = U_{x2}$ и $E_{x3} = U_{x3}$ и закоротим зажимы 3 и 4. В результате получится схема (рис. 2.14, б) с токами I_2 и I_3 в ветвях с нелинейными элементами, равными действительным токам в соответствующих ветвях заданной цепи. Расчет полученной схемы (рис. 2.14, б) со смешанным соединением линейных и нелинейных элементов выполняется ранее изложенными способами.

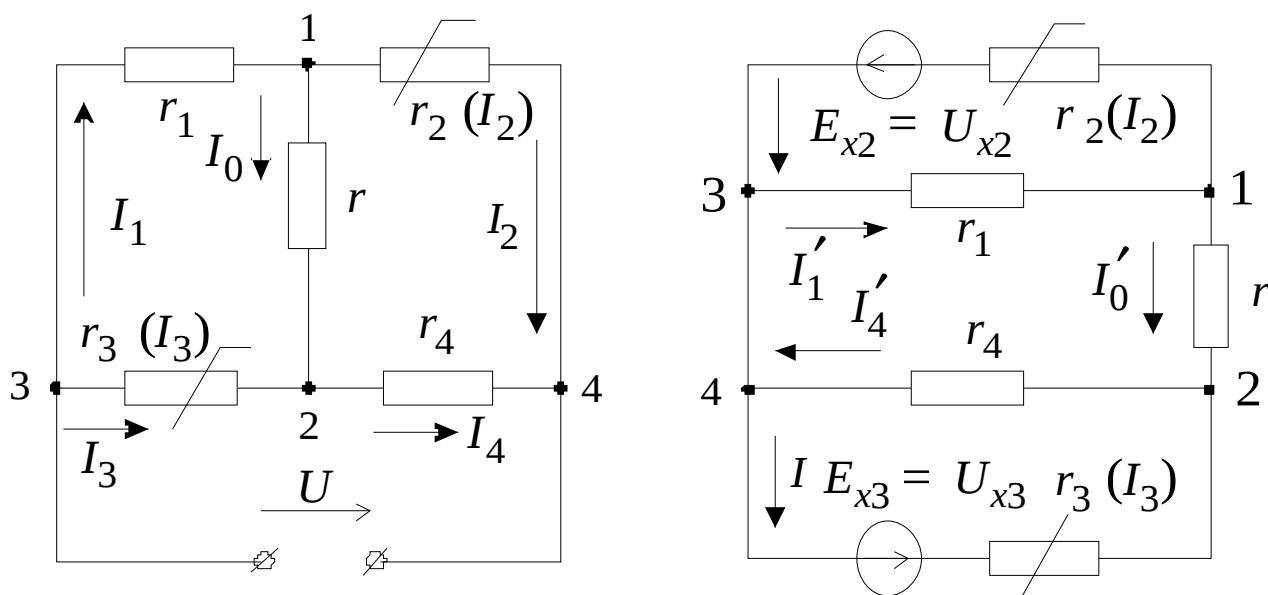


Рис. 2.14. Электрические цепи

3. АНАЛИЗ И РАСЧЕТ МАГНИТНЫХ ЦЕПЕЙ

3.1. Основные понятия и законы магнитных цепей

В современных электрических машинах, трансформаторах, электромагнитных аппаратах и приборах для увеличения **магнитного потока** в определенных частях используют **ферромагнитные материалы**. Такие устройства обычно состоят из ферромагнитных сердечников и обмоток, изготавливаемых из изолированных проводников и надеваемых на сердечники. В зависимости от требований, предъявляемых к различным электромагнитным устройствам, их сердечники изготавливаются самой разнообразной формы.

На рис. 3.1 показан трехстержневой сердечник трехфазного трансформатора.

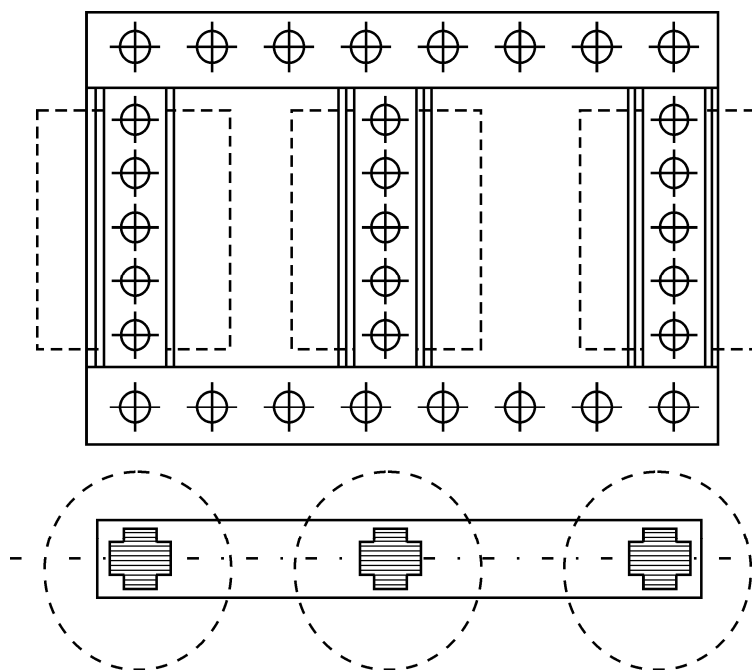


Рис. 3.1. Конструкция трансформатора

Обмотки трансформатора размещаются на вертикальных стержнях сердечника. На рис. 3.2 схематично изображено магнето, применяемое в схемах зажигания газовой смеси в двигателях внутреннего сгорания. В пространство между полюсами наконечниками подковообразного постоянного магнита помещается металлический сердечник, изготавливаемый, так же, как полюсные наконечники, из мягкой стали. В этом случае магнитное поле создается за счет остаточной намагниченности.

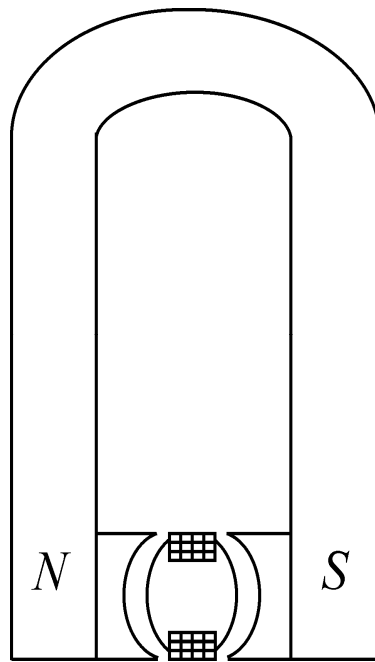


Рис. 3.2. Конструкция магнето

Совокупность устройств, содержащих ферромагнитные тела и образующие замкнутую цепь, в которой при наличии намагничивающей силы образуется магнитный поток и вдоль которого замыкаются линии магнитной индукции, называется **магнитной цепью**.

Магнитное поле характеризуется вектором магнитной индукции B , связанным с вектором намагниченности J и напряженности магнитного поля H для изотропной среды следующими соотношениями

$$B = \mu_0 J + \mu_0 H \quad \text{и} \quad B = \mu \mu_0 H = \mu_0 H$$

Магнитная индукция, как известно, характеризует силовое действие магнитного поля на ток, а также свойство переменного магнитного поля возбуждать электрическое поле; намагниченность J характеризует состояние вещества при намагничивании, а μ_0 – **магнитная постоянная** или абсолютная

магнитная проницаемость вакуума $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9} \text{ Гн/см} = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/М}$; $\mu_a = \mu \mu_0 B / H$ – **абсолютная магнитная проницаемость**. Магнитная проницаемость зависит от строения и магнитного состояния вещества и в общем случае изменяется с изменением магнитного поля.

Зависимость между B и H для ферромагнитных материалов не имеет точного аналитического выражения, поэтому для каждого ферромагнитного материала эту зависимость изображают в виде кривой намагничивания $B = f(H)$, определяемой опытным путем.

Впервые зависимость магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля была установлена в 1871 г. русским физиком А.Г. Столетовым и опубликована в его докторской диссертации «Исследование о функции

намагничивания мягкого железа». Эта работа послужила основой для расчета электрических машин и сыграла громадную роль в развитии электротехники.

Если ток в обмотке кольцевого сердечника, изготовленного из ферромагнитного материала, плавно изменять в пределах от положительного максимального значения $+I_{\text{макс}}$ до отрицательного максимального значения $-I_{\text{макс}}$ и от $-I_{\text{макс}}$ до $+I_{\text{макс}}$, то зависимость индукции в сердечнике от напряженности магнитного поля получается в виде петли, называемой **петлей магнитного гистерезиса**. Эта петля в первом цикле намагничивания и размагничивания получается незамкнутой. При повторных изменениях тока в тех же самых пределах получается ряд петель, которые сначала отличаются друг от друга. После ряда циклов перемагничивания получается устойчивая симметричная петля (рис. 3.3).

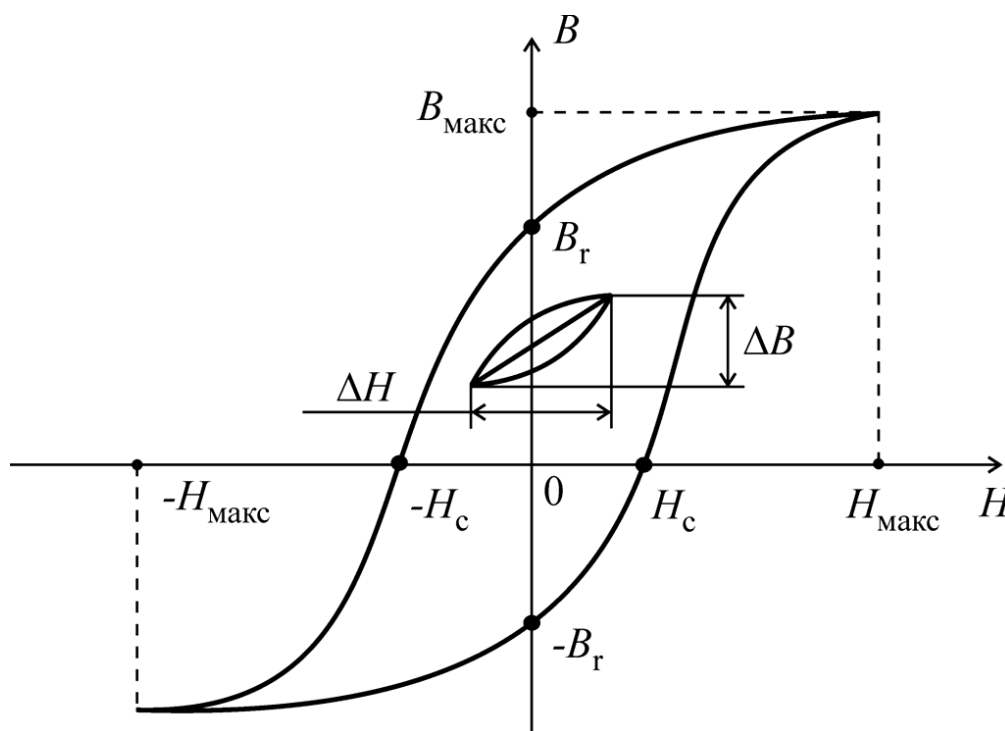


Рис. 3.3. Петля магнитного гистерезиса

Каждый из отрезков, отсекаемых петлей гистерезиса на оси ординат, определяют **остаточную индукцию** (B_r и $-B_r$), а каждый отрезок, отсекаемый той же петлей на оси абсцисс, — **коэрцитивную** (задерживающую) силу (H_c и $-H_c$). Часть петли, лежащая во втором квадранте, ограниченная изменением индукции от $+B_r$ и $H = 0$ до $B = 0$ и $H = -H_c$, называется кривой размагничивания. Этой кривой пользуются при расчете постоянных магнитов (см. п. 3.4). **Основной кривой намагничивания** называют геометрическое место вершин замкнутых симметричных гистерезисных петель при различных значениях тока $I_{\text{макс}}$.

Для расчета цепи с постоянными магнитами имеют большое значение так называемые **частные гистерезисные циклы**, одна из вершин которых лежит на кривой размагничивания (рис. 3.3). Обычно петли этих циклов очень узки и в расчетах могут быть заменены прямыми линиями, проходящими через вершины

частных гистерезисных циклов. Отношение магнитной индукции ΔB к напряженности ΔH частного гистерезисного цикла называется **коэффициентом возврата**

$$k_{вз} = \Delta B / \Delta H.$$

Между величинами, характеризующими магнитные и электрические цепи, существует формальная аналогия, позволяющая для магнитных цепей ввести ряд понятий, аналогичных понятиям, которые используются при исследовании процессов в электрических цепях.

Магнитный поток Φ , целиком замыкающийся по магнитной цепи, называется **основным потоком**, а магнитный поток, замыкающийся частично по участкам магнитной цепи, а частично – в окружающей среде, называют **потоком рассеяния**.

Для получения соотношения между магнитным потоком и намагничивающей силой (НС) рассмотрим сначала неразветвленную магнитную цепь (рис. 3.4).

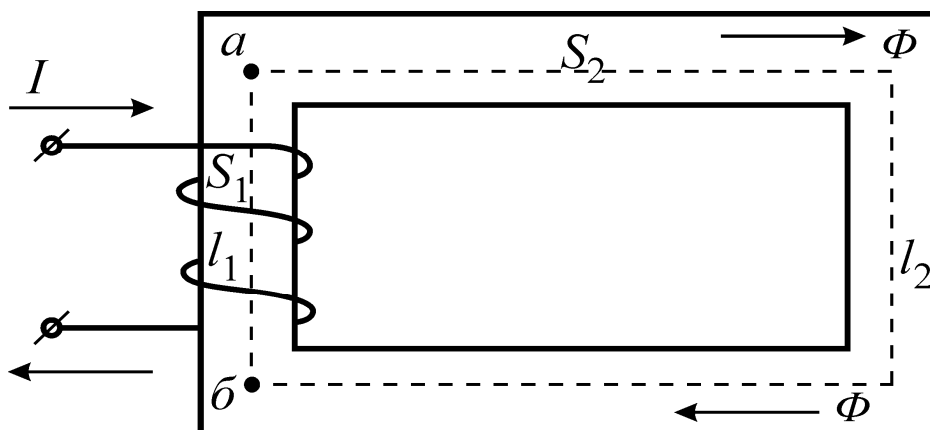


Рис. 3.4. Конструкция цепи

Пусть участки l_1 и l_2 магнитной цепи выполнены каждый из одного и того же ферромагнитного материала и имеют различные поперечные сечения S_1 и S_2 . При незначительном потоке рассеяния поток Φ в любом поперечном сечении магнитной цепи имеет одно и то же значение. Если длины участков магнитной цепи (l_1 и l_2) значительно больше поперечных размеров, то магнитная индукция во всех точках каждого участка может быть принята одинаковой.

На первом участке магнитной цепи индукция $B_1 = \Phi / S_1$, на втором участке индукция $B_2 = \Phi / S_2$. Напряженности магнитного поля на этих участках:

$$H_1 = \frac{B_1}{\mu_1 \mu_0} = \frac{\Phi}{\mu_1 \mu_0 S_1};$$

$$H_2 = \frac{B_2}{\mu_2 \mu_0} = \frac{\Phi}{\mu_2 \mu_0 S_2}.$$

Применим закон полного тока к контуру, совпадающему со средней магнитной линией длиной $l = l_1 + l_2$. Тогда получим

$$F = \int H dl = H_1 l_1 + H_2 l_2 = I \omega. \quad (3.1)$$

В этом уравнении величина $F = I \omega$ называется по аналогии с ЭДС электрической цепи намагничивающей силой, обозначаемой НС или **магнитодвижущей силой (МДС)**.

После подстановки значений H_1 и H_2 в уравнение (3.1) найдем, что

$$F = I \omega = \Phi \frac{l_1}{\mu_1 \mu_0 S_1} + \Phi \frac{l_2}{\mu_2 \mu_0 S_2} = \Phi R_{M1} + \Phi R_{M2}, \quad (3.2)$$

где R_{M1} и R_{M2} – **магнитные сопротивления участков**.

Произведение магнитного потока Φ на магнитное сопротивление R_{M2} можно назвать по аналогии с электрической цепью **магнитным напряжением**, взятым по направлению потока от точки a к точке b (рис. 3.4), т. е. $U_{Mab} = \Phi R_{M2}$.

Следовательно, магнитный поток

$$\Phi = \frac{I \omega}{R_{M1} + R_{M2}} = \frac{I \omega - U_{Mab}}{R_{M1}} = \frac{U_{Mab}}{R_{M2}}. \quad (3.3)$$

Это уравнение аналогично закону Ома для электрической цепи.

Если на сердечнике помещено несколько катушек с различными числами витков и различными токами (рис. 3.5), то результирующая НС равна алгебраической сумме отдельных НС:

$$\sum F = \sum I \omega = I_1 \omega_1 + I_2 \omega_2 - I_3 \omega_3 = \sum H l = \sum \Phi R_M,$$

откуда

$$\Phi = \frac{I_1 \omega_1 + I_2 \omega_2 - I_3 \omega_3}{\sum R_M} = \frac{\sum I \omega}{\sum R_M} = \frac{\sum F}{\sum R_M}, \quad (3.4)$$

где $\sum R_M$ – магнитное сопротивление всей цепи.

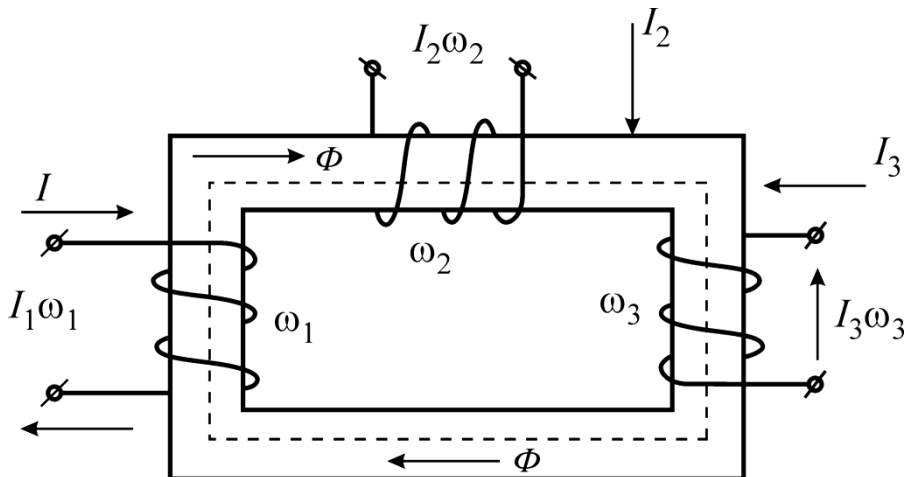


Рис. 3.5. Многокатушечная магнитная цепь

Направление НС связывают с направлением тока в обмотке правилом буравчика (с правой нарезкой). Если буравчик вращать по направлению тока в витках обмотки, то направление НС совпадает с поступательным движением буравчика.

Известно, что линии вектора магнитной индукции замкнуты, т. е. не имеют начал и концов. Поэтому магнитный поток сквозь любую замкнутую поверхность всегда равен нулю. Следовательно, для узлов магнитных цепей справедливо уравнение

$$\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 + \dots = \sum \Phi = 0. \quad (3.5)$$

В этом уравнении положительные знаки принимаются для потоков, имеющих положительное направление от узла, а отрицательное направление – для потоков, имеющих направление к узлу магнитной цепи (или наоборот), аналогично знакам токов в первом законе Кирхгофа для цепи постоянного тока.

Уравнение (3.5) выражает первый закон Кирхгофа для магнитных цепей: алгебраическая сумма магнитных потоков в узле магнитной цепи равняется нулю.

Пользуясь законом полного тока, можно для разветвленной магнитной цепи получить уравнение, аналогичное второму закону Кирхгофа для электрической цепи. На рис. 3.6 показана разветвленная магнитная цепь. Эта цепь состоит из шести неразветвленных участков с длинами $l_1, l_2, \dots, l_6$ и таким же числом различных магнитных потоков $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_6$. Каждый участок магнитной цепи изготовлен из одного материала с неизменным поперечным сечением по всей длине участка.

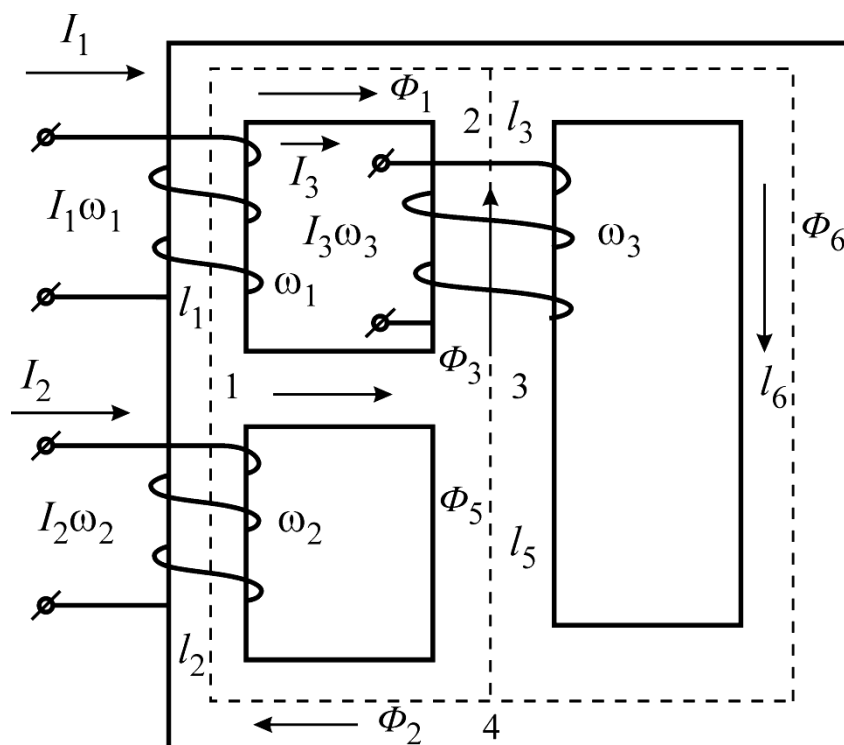


Рис. 3.6. Конструкция цепи

Вместе эти разные участки могут быть выполнены из различных ферромагнитных материалов и могут иметь разные поперечные сечения $S_1, S_2, \dots, S_6$.

Пренебрегая потоками рассеяния и принимая длины участков значительно превышающими их поперечные размеры, определим магнитные индукции на участках:

$$B_1 = \Phi_1 / S_1; \quad B_2 = \Phi_2 / S_2; \quad \dots; \quad B_6 = \Phi_6 / S_6.$$

Напряженности магнитного поля на этих участках магнитной цепи найдем по кривой намагничивания при полученных значениях магнитной индукции.

Применим теперь закон полного тока, например, к замкнутому контуру 1-2-3-1 магнитной цепи (рис. 3.6). Для интегрирования по этому контуру направление обхода выбираем, например, по движению часовой стрелки; в результате получим

$$\sum F = \sum I \omega = I_1 \omega_1 - I_3 \omega_3 = H_1 l_1 - H_3 l_3 - H_4 l_4. \quad (3.6)$$

В это выражение составляющие $H_3 l_3$ и $H_4 l_4$ входят с отрицательными знаками, так как направление обхода контура не совпадает с выбранными положительными направлениями магнитных потоков, а, следовательно, и напряженностей магнитного поля на третьем и четвертом участках.

Так как

$$H_1 = \frac{\Phi_1}{\mu_1 \mu_0 S_1}; \quad H_3 = \frac{\Phi_3}{\mu_3 \mu_0 S_3}; \quad H_4 = \frac{\Phi_4}{\mu_4 \mu_0 S_4},$$

то после подстановки этих значений напряженностей в уравнение (3.6) получим:

$$\begin{aligned} I_1 \omega_1 - I_3 \omega_3 &= \Phi_1 \frac{l_1}{\mu_1 \mu_0 S_1} - \Phi_3 \frac{l_3}{\mu_3 \mu_0 S_3} - \Phi_4 \frac{l_4}{\mu_4 \mu_0 S_4} = \\ &= \Phi_1 R_{M1} - \Phi_3 R_{M3} - \Phi_4 R_{M4} = \sum \Phi R_M. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Аналогичным способом записывается уравнение для любого контура 1-2-3-4-1 (рис. 3.6):

$$I_1 \omega_1 - I_3 \omega_3 + I_2 \omega_2 = \Phi_1 R_{M1} - \Phi_3 R_{M3} + \Phi_5 R_{M5} + \Phi_2 R_{M2} = \sum \Phi R_M.$$

Обобщая на любой замкнутый контур, можно написать

$$\sum I \omega = \sum F = \sum \Phi R_M = \sum H l, \quad (3.8)$$

т. е. *второй закон Кирхгофа для магнитных цепей: алгебраическая сумма НС в контуре магнитной цепи равна алгебраической сумме магнитных напряженностей в том же контуре.*

3.2. Расчет неразветвленных магнитных цепей

При расчете неразветвленных магнитных цепей приходится встречаться с двумя видами задач.

В одних задачах необходимо определить намагничивающий ток по заданному магнитному потоку, а в других – поток по заданному току или заданной НС. В обоих случаях, как правило, известны геометрические размеры

всех участков магнитной цепи, материалы, из которых они изготовлены, основные кривые намагничивания или петли гистерезиса и числа витков катушек. В магнитных цепях из магнитомягких материалов гистерезисом можно обычно пренебречь, т.е. считать зависимость индукции от напряженности магнитного поля однозначной и определяемой основной кривой намагничивания.

Рассмотрим неразветвленную магнитную цепь (рис. 3.7), состоящую из Π -образного сердечника электромагнита и стальной пластины, замыкающей его концы. Между концами сердечника электромагнита и пластиной имеется воздушный зазор l_B .

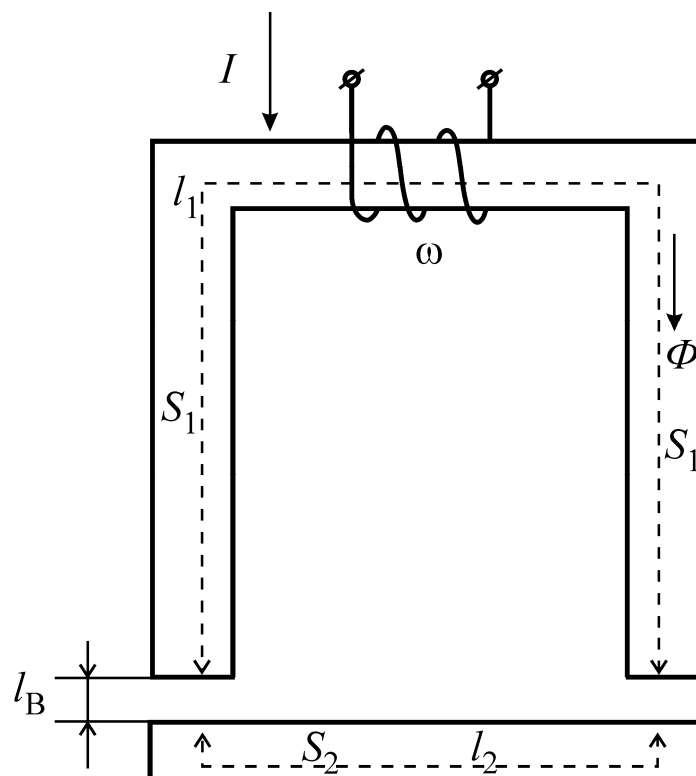


Рис. 3.7. Конструкция цепи с Π -образным сердечником

Размеры сердечника электромагнита и пластины, а также материалы, из которых они изготовлены, известны. Необходимо определить намагничивающий ток, при котором магнитный поток в воздушном зазоре Φ имеет заданное значение. Сечение сердечника электромагнита во всех частях одинаково и равно S_1 , а сечение пластин равно S_2 .

При этих условиях всю магнитную цепь представим в виде трех последовательно соединенных участков: сердечника электромагнита, двух воздушных зазоров и стальной пластины с одинаковым потоком Φ . Для расчета магнитной цепи наметим приближенно среднюю магнитную линию и определим длины ее отдельных участков l_1 , $2l_2$ и l_2 . При малых размерах поперечных сечений сердечников, по сравнению с их длиной, небольшие

неточности в определении средних длин участков не вносят в расчет существенных погрешностей. Точный расчет распределения магнитного потока в воздушном зазоре представляет трудную задачу, но при малой длине зазора и параллельности плоскостей ферромагнитных тел, ограничивающих зазор, магнитное поле в зазоре можно считать однородным, а его сечение S_B – равным сечению сердечника S_1 .

Неразветвленную магнитную цепь, изображенную на рис. 3.7, представим эквивалентной схемой, составленной из трех последовательно соединенных сопротивлений R_{M1} , R_{MB} и R_{M2} (рис. 3.8) и НС $I\omega = F$. В этой схеме сопротивления R_{M1} и R_{M2} зависят от магнитного потока, а сопротивление R_{MB} является величиной постоянной.

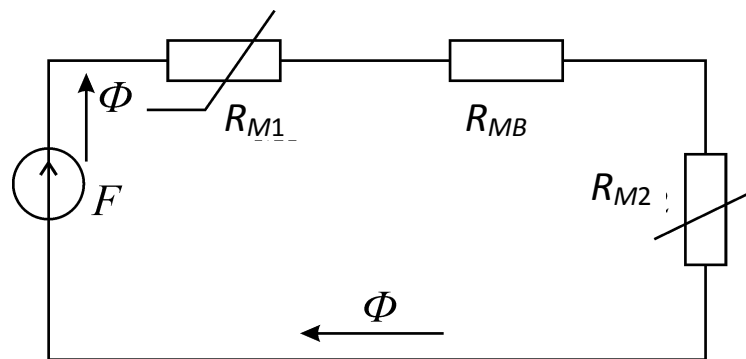


Рис. 3.8. Схема цепи

По второму закону Кирхгофа для магнитной цепи НС.

$$F = I\omega = H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_B 2l_B.$$

Магнитные индукции определим по заданному значению магнитного потока:

$$B_1 = \Phi / S_1; B_2 = \Phi / S_2; \dots, B_B = \Phi / S_B.$$

По найденным значениям магнитной индукции B_1 и B_2 и основным кривым намагничивания для соответствующих материалов определим напряженности магнитного поля H_1 и H_2 . Для воздушного зазора $H_B = \frac{B_B}{\mu_0}$. Намагничивающий ток

$$I = \frac{I\omega}{\omega} = \frac{H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_B 2l_B}{\omega}.$$

3.3. Расчет разветвленных магнитных цепей

Расчеты разветвленных магнитных цепей основаны на применении законов Кирхгофа для магнитных цепей. Вследствие нелинейной связи между индукцией и напряженностью магнитного поля для ферромагнитных материалов расчеты таких цепей обычно ведутся графоаналитическими методами аналогично методам расчета нелинейных электрических цепей (раздел 2).

При расчете магнитной цепи, как и для расчета электрической цепи, прежде всего нужно указать на схеме направление НС, если известны направления токов и расположение обмоток. Затем необходимо задаться положительными направлениями магнитных потоков, после чего можно переходить к составлению эквивалентной схемы и ее расчету.

На рис. 3.9 приведен пример разветвленной магнитной цепи с одной НС.

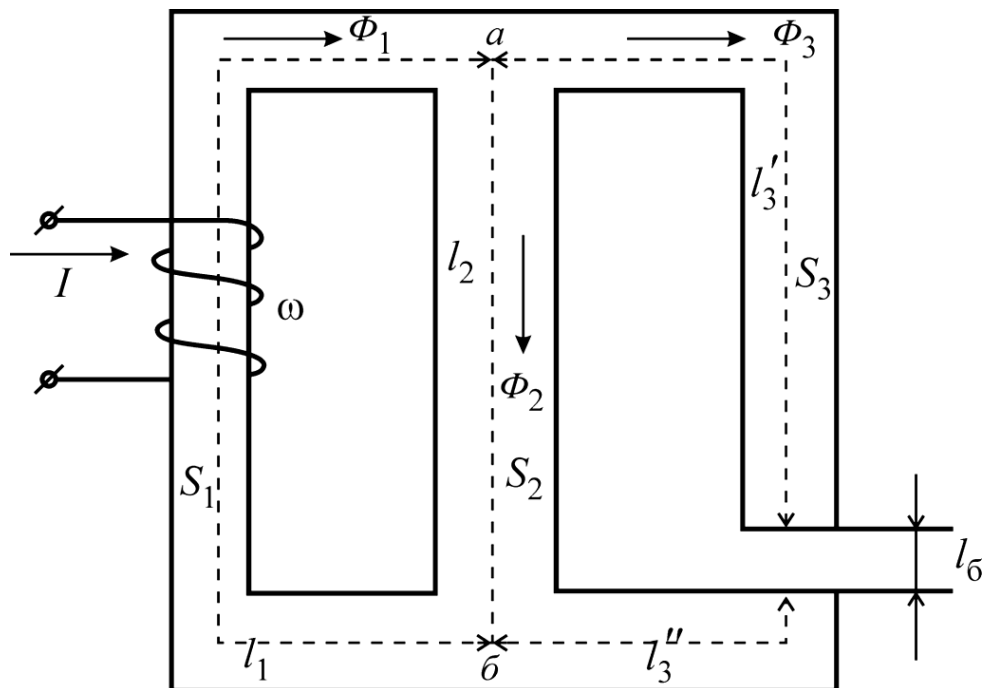


Рис. 3.9. Конструкция разветвленной магнитной цепи

На рис. 3.10 показана эквивалентная схема магнитной цепи по рис. 3.9.

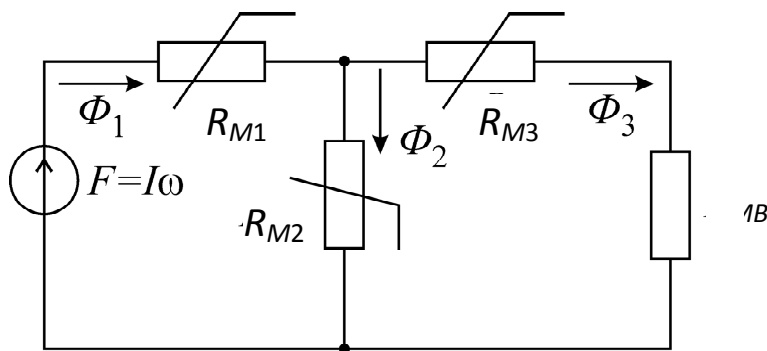


Рис. 3.10. Магнитная цепь

Для такой магнитной цепи возможен «прямой» расчет, если средний стержень имеет одинаковое сечение по всей длине l_2 и выполнен из одного и того же материала и если требуется определить НС по заданному значению потока в воздушном зазоре Φ_3 .

По известному потоку Φ_3 вычислим индукцию $B_3 = \Phi_3 / S_3$, по кривой намагничивания найдем напряженность магнитного поля H_3 и по формуле

$H_B = \frac{B_B}{\mu_0} = \frac{\Phi_3}{\mu_0 S_B}$ – напряженность поля в воздушном зазоре. Магнитное напряжение третьей ветви, т. е. между узлами a и b :

$$U_{M_{a\bar{b}}} = \sum Hl = H_3(l_3' + l_3'') + H_B l_B.$$

Так как вторая и третья ветвь соединены параллельно, то и $H_2 l_2 = U_{M_{a\bar{b}}}$.

Вычислив $H_2 = \frac{U_{M_{a\bar{b}}}}{l_2}$, по кривой намагничивания найдем B_2 .

Поток $\Phi_2 = B_2 S_2$, а поток $\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3$. Определив поток Φ_1 , вычислим магнитную индукцию $B_1 = \Phi_1 / S_1$ и по кривой намагничивания найдем напряженность магнитного поля H_1 .

По второму закону Кирхгофа, искомая НС

$$F = I\omega = H_1 l_1 + U_{M_{a\bar{b}}}.$$

Более общая задача вычисления всех потоков при заданной НС может быть решена графическим методом (рис. 3.11) аналогично расчету постоянного тока с нелинейным элементом.

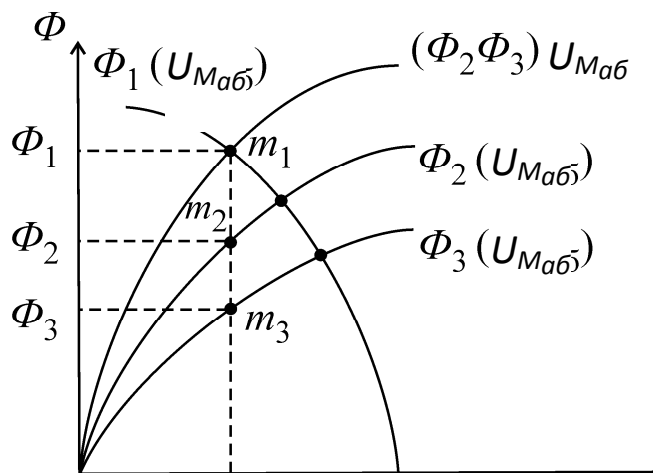


Рис. 3.11. Графический метод расчета потоков

Для решения прежде всего при помощи кривых намагничивания построим кривую $\Phi_2(U_{M_{a\bar{b}}}) = \Phi_2(H_2 l_2)$ и отобразим зависимость $\Phi_3(U_{M_{a\bar{b}}}) = \Phi_3(H_B l_B + H_3 l_3)$ путем суммирования абсцисс прямой $\Phi_3(H_B l_B)$ и кривой $\Phi_3(H_3 l_3)$ (где $l_3 = l_3' + l_3''$) для одних и тех же значений магнитного потока Φ_3 . Суммированием ординат кривой $\Phi_2(U_{M_{a\bar{b}}})$ и

$\Phi_3(U_{M_{a\delta}})$ для одних и тех же значений магнитного напряжения $U_{M_{a\delta}}$ получим $(\Phi_2 + \Phi_3)U_{M_{a\delta}}$.

Выполненные построения эквивалентны замене двух параллельных ветвей с сопротивлением R_{M_2} и $R_{M_3} + R_{MB}$ (рис. 3.10) одним нелинейным сопротивлением, характеристикой которого и является кривая $(\Phi_2 + \Phi_3)U_{M_{a\delta}}$.

Дальнейшие построения для полученной неразветвленной цепи можно выполнить как при расчете цепи на рис. 3.8 или построением характеристики $\Phi_1(I\omega + H_1 l_1) = \Phi_1(U_{M_{a\delta}})$, как при расчете электрической цепи.

3.4. Расчет магнитной цепи кольцевого постоянного магнита с воздушным зазором

На рис. 3.12 схематически показан ферромагнитный сердечник в виде кольца с воздушным зазором.

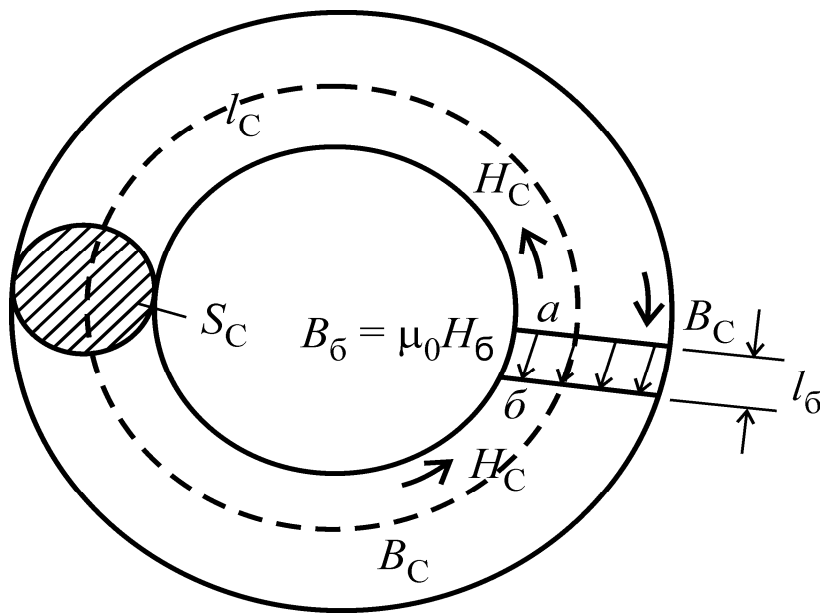


Рис. 3.12. Конструкция сердечника

Требуется определить магнитный поток в воздушном зазоре, если сердечник был предварительно намагничен до насыщения. Размеры сердечника и кривая размагничивания $B = f(H)$ для материала заданы.

Если в сердечнике нет воздушного зазора, то после намагничивания магнитная индукция в сердечнике равна остаточной индукции B_r , а напряженность магнитного поля равна нулю, что непосредственно следует из закона полного тока $\oint H dl = 0$, поскольку намагничивающий ток отсутствует. На петле гистерезиса это состояние соответствует верхней точке кривой размагничивания (рис. 3.3). При наличии воздушного зазора напряженность

поля не равна нулю, что легко показать, пользуясь законом полного тока. Магнитная цепь в этом случае состоит из двух участков: стального сердечника, в котором напряженность поля H_C можно считать одинаковой во всех точках средней линии, и воздушного зазора, напряженность магнитного поля в котором связаны с магнитной индукцией известной зависимостью

$$H_B = \frac{B_B}{\mu_0}.$$

При незначительной длине воздушного зазора можно принять сечение воздушного зазора S_B равным сечению сердечника S_C , т. е. считать индукцию во всех точках магнитной цепи одинаковой

$$B_C = \frac{\Phi}{S_C} = \frac{\Phi}{S_B} = B_B.$$

Выбирая путь интегрирования вдоль средней линии по направлению вектора магнитной индукции $B_C = B_B$, можно написать следующее выражение:

$$\oint H dl = H_C l_C + H_B l_B = 0, \quad (3.9)$$

откуда

$$H_C = -H_B \frac{l_B}{l_C} = -\frac{B_C}{\mu_0} \frac{l_B}{l_C} = -N_B \frac{B_C}{\mu_0},$$

где $N_B = l_B / l_C$ называется размагничивающим коэффициентом индукции.

Отрицательное значение напряженности магнитного поля внутри сердечника означает, что при наличии воздушного зазора магнитная индукция $B_C = B_B$ меньше остаточной индукции $B_r = \mu_0 J$, как следует из выражения $B_C = \mu_0 J + \mu_0 H_C$.

Для расчета рассматриваемой магнитной цепи построим зависимость магнитного потока $\Phi_C = B_C S_C$ от магнитного напряжения $U_{MC} = U_{M_{a\bar{b}}} + H_C l_C$, взятого в направлении вектора H_C между точками a и $\bar{b}$ концов сердечника; эта зависимость получается из кривой размагничивания путем простого умножения ее ординат на S_C и абсцисс на l_C (рис. 3.13). На том же рисунке построим зависимость магнитного потока в воздухе Φ_B от магнитного напряжения, взятого в направлении H_B между теми же точками a и $\bar{b}$ сердечника, пользуясь тем же приемом, что и при построении кривой $\Phi_1(U_{M_{a\bar{b}}})$ на рис. 3.11. Это напряжение

$$U_{MB} = U_{M_{a\bar{b}}} = R_{MB}; \quad \Phi_B = H_B l_B = \frac{B_B}{\mu_0} l_0 = \Phi \frac{l_B}{\mu_0 S_C},$$

откуда

$$\Phi = \frac{U_{MB}}{R_{MB}} = \frac{U_{MB}}{l_B / \mu_0 S_C}.$$

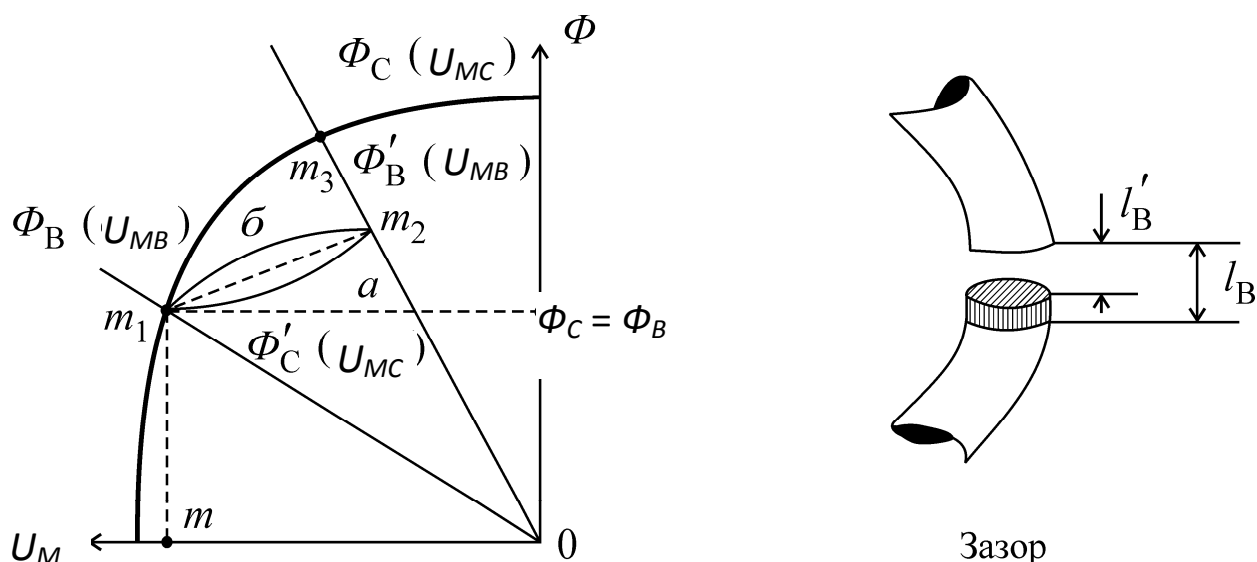


Рис. 3.13. Кривая размагничивания

Из последнего выражения следует, что магнитный поток Φ_B изменяется в зависимости от магнитного напряжения (рис. 3.13). Отметим, что магнитное сопротивление воздушного зазора в действительности несколько меньше определяемого по формуле $R_{MB} = \frac{l_B}{\mu_0 S_C}$, так как магнитный поток в воздушном зазоре распределяется по большей площади, чем поперечное сечение сердечника ($S_B > S_C$).

3.5. Расчет неразветвленной неоднородной магнитной цепи с постоянным магнитом

На рис. 3.14 изображена магнитная цепь, состоящая из постоянного магнита длиной l_C и сечением S_C , участка цепи длиной $l' + l''$ и сечением S , выполненного из магнито-мягкого материала (для которого можно пренебречь гистерезисом, т. е. считать, что его магнитное состояние однозначно определяется основной кривой намагничивания), и воздушного зазора длиной l_B .

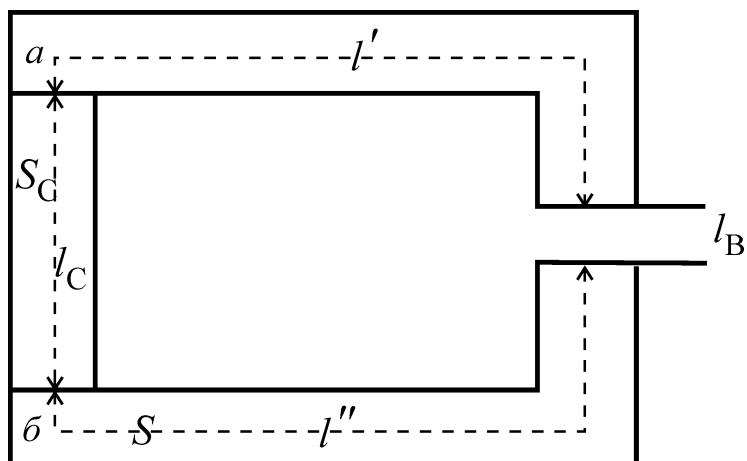


Рис. 3.14. Конструкция цепи

Требуется определить величину магнитного потока в воздушном зазоре после намагничивания цепи до насыщения.

При помощи кривой размагничивания построим, как и в предыдущем подразделе, зависимость $\Phi_C = B_C S_C = \Phi_C(U_{MC})$, где $U_{MC} = H_C l'_C$ (рис. 3.15).

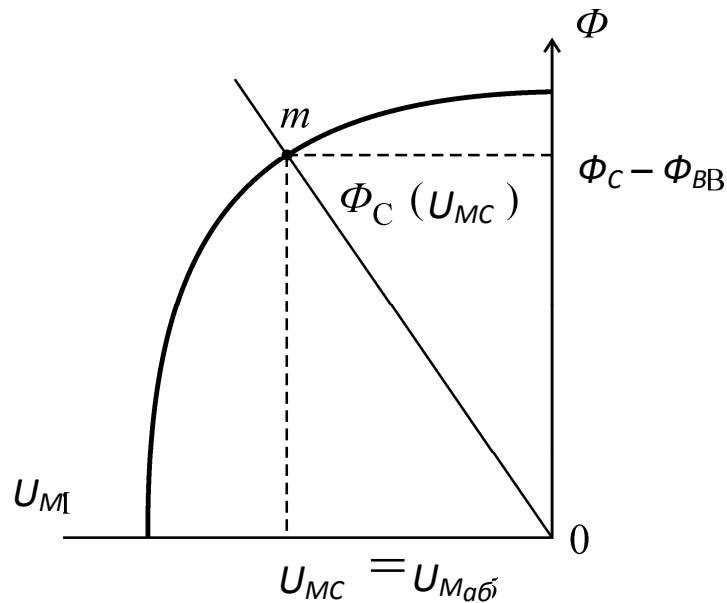


Рис. 3.15. Зависимость магнитного потока от магнитного напряжения

Затем на том же рисунке построим кривую $\Phi_B(U_{Ma\delta})$ для остальной части магнитной цепи, включая воздушный зазор. Для построения этой кривой зададимся рядом значений потока Φ_B , определим величины индукции $B = \Phi_B / S$ и по кривой намагничивания найдем напряженности магнитного поля H на участке длиной $l' + l''$ и в зазоре $H_B = B_B / \mu_0$. После этого вычислим магнитное напряжение $U_{Ma\delta}$ для каждого значения потока по формуле:

$$U_{Ma\delta} = H(l' + l'') + H_B l_B,$$

т. е. составим зависимость $\Phi_B(U_{Ma\delta})$.

Поток во всех участках цепи имеет одно и то же значение $\Phi_C = \Phi_B$, а магнитное напряжение $U_{MC} = U_{Ma\delta}$. Поэтому искомое значение магнитного потока определится ординатой точки m пересечения кривой $\Phi_B(U_{Ma\delta})$ и $\Phi_C(U_{MC})$.

В заключение в виде примера проиллюстрируем практическое применение постоянных магнитов, рассмотрим качественную сторону явлений, наблюдающихся при вращении якоря магнето (рис. 3.2), и выясним пределы изменения магнитного потока в зазоре. Для упрощения построений магнитные сопротивления сердечника и полюсных наконечников примем равными нулю.

На рис. 3.13 показана кривая размагничивания постоянного магнита, ординаты которой умножены на сечение магнитна, а абсциссы – на среднюю длину.

Пусть вся система магнето была намагничена до состояния насыщения при положении якоря, указанного на рис. 3.2, т. е. при минимальном воздушном зазоре. Магнитный поток в якоре Φ_3 определяется ординатой точки m_3 (рис. 3.13) пересечения кривой размагничивания с прямой Om_3 . При повороте якоря из положения, указанного на рис. 3.2, в положение, при котором воздушный зазор становится максимальным, поток в якоре уменьшается до величины Φ_1 , определяемой ординатой m_1 пересечения кривой размагничивания и прямой Om_1 . При дальнейшем повороте якоря до такого положения, при котором воздушный зазор становится минимальным, поток возрастает до значения Φ_2 , определяемого ординатой точки m_2 по кривой частного цикла m_1 а m_2 (рис. 3.13). После следующего поворота якоря до положения, в котором воздушный зазор становится максимальным, магнитный поток уменьшается до спадающей кривой частного цикла m_2 б m_1 до прежнего значения Φ_1 (после нескольких оборотов якоря).

Таким образом, при вращении якоря магнитный поток изменяется на величину, равную разности ординат точек m_2 и m_1 , т. е. $\Delta\Phi = \Phi_2 - \Phi_1$. При вращении якоря магнето в витках обмотки наводится переменная ЭДС. Наибольшее значение этой ЭДС зависит от числа витков обмотки якоря и максимального значения потока (Φ_2) и скорости вращения.

4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

4.1. Трансформаторы

Трансформатором называется статическое электромагнитное устройство, с помощью которого происходит преобразование переменного напряжения одних параметров в переменное напряжение других параметров. В общем случае трансформатором преобразовывается не только величина напряжения, но и его форма, частота и т. д. Но наибольшее применение находят трансформаторы, в которых переменное напряжение преобразовывается по величине в напряжение, необходимое для питания той или иной установки. Эти трансформаторы называются трансформаторами питания (силовыми трансформаторами). Кроме трансформаторов питания существуют специальные трансформаторы – автотрансформаторы, измерительные трансформаторы, ПИК-трансформаторы и др. В настоящем разделе рассматриваются лишь трансформаторы питания устройств связи и радиотехнических устройств различного назначения.

Трансформаторы можно классифицировать по различным признакам. Различают их *по мощности*: маломощные (десятки вольт-ампер), средней (сотни вольт-ампер) и большой мощности (до нескольких тысяч киловольт-ампер); *по конструкции*: броневые, стержневые, тороидальные; *по числу фаз*: однофазные, многофазные; *по виду охлаждения*: с естественным, воздушным и масляным охлаждением.

Трансформаторы, питающиеся от однофазной сети переменного тока, называются однофазными, от трехфазных – трехфазными.

Как правило, при питании маломощных потребителей применяются однофазные трансформаторы питания, а в мощных питающих установках применяются трехфазные или многофазные трансформаторы.

Конструкции трансформаторов

Трансформаторы малой мощности. По своей конструкции маломощные трансформаторы весьма разнообразны. Их можно различать по виду сердечника, обмотки, особенности конструкции.

Материалом сердечников силовых трансформаторов является листовая электротехническая сталь различных марок и толщины. Электротехнические стали в зависимости от степени легирования кремнием делятся на четыре группы: слаболегированные, среднелегированные, с повышенной легированностью, высоколегированные. Марки стали условно обозначают буквой «Э» с соответствующими цифрами. Сталь первых двух групп имеет толщину листа 0,5 мм, третьей и четвертой группы, соответственно, 0,35 и 0,5 мм.

Уменьшение толщины листа приводит к уменьшению потерь от вихревых токов. При увеличении содержания кремния в стали также снижаются потери мощности на вихревые токи и гистерезис в сердечнике трансформатора.

Для изготовления сердечников трансформаторов малой мощности наиболее часто применяется горячекатаная сталь марок Э41 и Э48 с толщиной листа 0,35–0,5 мм, а также холоднокатаная сталь марок Э310, Э320 с толщиной

листа 0,35–0,5 мм. Для трансформаторов, работающих от сети переменного тока частоты 50 Гц применяют сталь марок Э310, Э320, при частоте 400 Гц и выше – Э44 с толщиной листа 0,1–0,35 мм и Э340 с толщиной листа 0,2 мм и меньше.

На рис. 4.1, *а*, *б* приведены сердечники трансформаторов броневые, на рис. 4.1, *в* – стержневого типа.

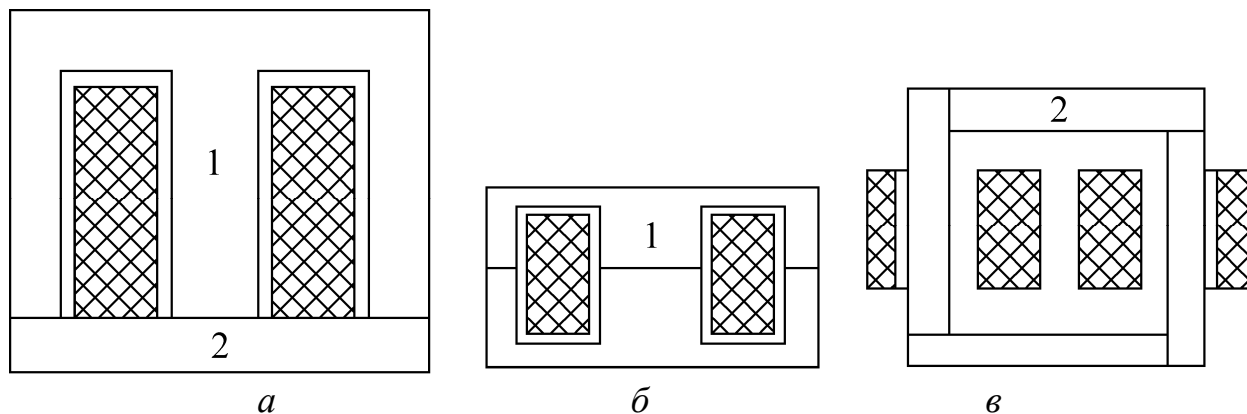


Рис. 4.1. Схемы конструкций: *а*, *б* – броневой сердечник; *в* – стержневой сердечник

Для повышения электрической прочности после сборки трансформаторы пропитывают электроизоляционными лаками.

Принцип действия и основные параметры трансформатора

Принцип действия трансформатора основан на использовании явления взаимной индукции.

Трансформатор (рис. 4.2) содержит две обмотки 1 и 2 и сердечник 3 из магнитного материала. Если в обмотку 1 с числом витков ω_1 подвести переменное напряжение U_1 , то по ней потечет переменный ток.

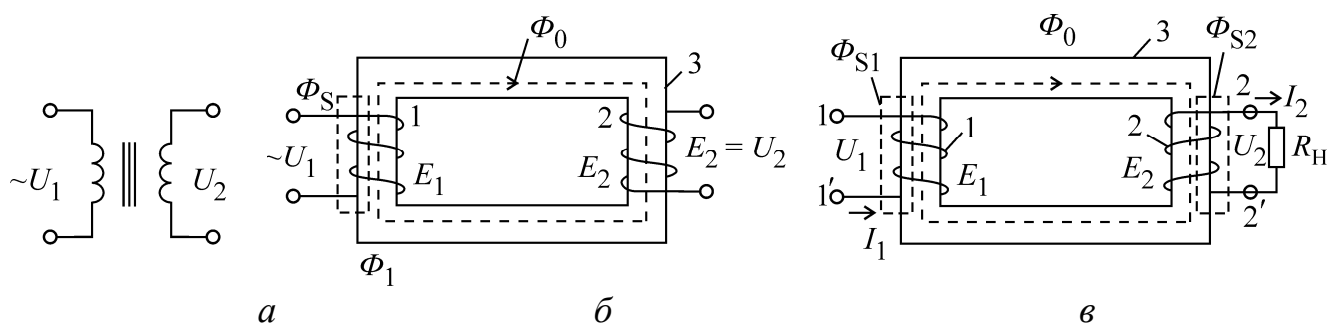


Рис. 4.2. Простейшая схема трансформатора:

а – общий вид; *б* – режим холостого хода; *в* – режим под нагрузкой

Обмотка, к которой подводится напряжение U_1 , называется первичной. При протекании тока по первичной обмотке в сердечнике трансформатора возникает переменный магнитный поток. Этот поток, замыкаясь по сердечнику, будет воздействовать на вторичную обмотку 2 с числом витков ω_2 , к которой подключается потребитель – нагрузка R_H . Переменный магнитный поток,

пронизывающий первичную и вторичную обмотки, наведет в них соответственно ЭДС:

$$E_1 = e \omega_1, \quad (4.1)$$

$$E_2 = e \omega_2 \quad (4.2.)$$

где e – ЭДС, наводимая переменным магнитным потоком в одном витке;

ω_1, ω_2 – соответственно числа витков первичной и вторичной обмоток.

Из (4.1), (4.2) видно, что отношение между ЭДС первичной и вторичной обмоток зависит от соотношения числа витков, т. е.

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{e \omega_2}{e \omega_1} = \frac{\omega_2}{\omega_1}. \quad (4.3)$$

Это соотношение называется коэффициентом трансформации и обозначается K_{mp} . Если пренебречь падением напряжений на активном сопротивлении первичной и вторичной обмоток и считать, что $U_1 = E_1$, $U_2 = E_2$, то коэффициент трансформации будет

$$K_{mp} = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2}. \quad (4.4)$$

В зависимости от величины коэффициента трансформатор с коэффициентом $K_{mp} > 1$ ($U_2 > U_1$) называется **повышающим**, а при $K_{mp} < 1$ ($U_2 < U_1$) – **понижающим**. Трансформаторы обладают обратимостью – один и тот же трансформатор может быть и повышающим и понижающим.

Трехфазные трансформаторы

Применение трехфазных трансформаторов (рис. 4.3) обеспечивает равномерную нагрузку по всем трем фазам трехфазной сети и целесообразно при мощности нагрузки более 1–2 кВт.

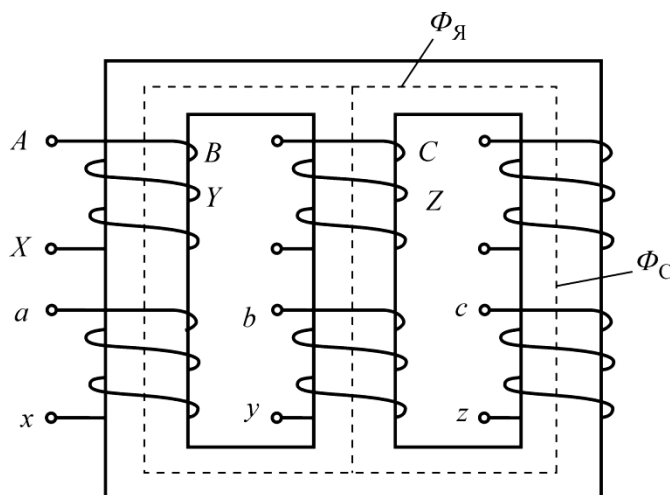


Рис. 4.3. Расположение обмоток в трехфазном трансформаторе

Принцип действия трехфазных трансформаторов такой же, как и однофазных. На каждом стержне установлены первичная и вторичная обмотки каждой фазы. При концентрическом выполнении обмоток, низковольтная обмотка (обмотка низшего напряжения (НН)) размещается ближе к стержню.

Далее идут обмотки среднего напряжения (СН), если они есть, и обмотки высшего напряжения (ВН).

Начало фазовых обмоток ВН обозначается буквами A, B, C , а концы – X, Y, Z ; обозначение для обмоток НН – соответственно a, b, c и x, y, z . Если обмотки имеют вывод нулевой точки, то он обозначен 0.

Обмотки могут соединяться звездой, треугольником и зигзагом (рис. 4.4).

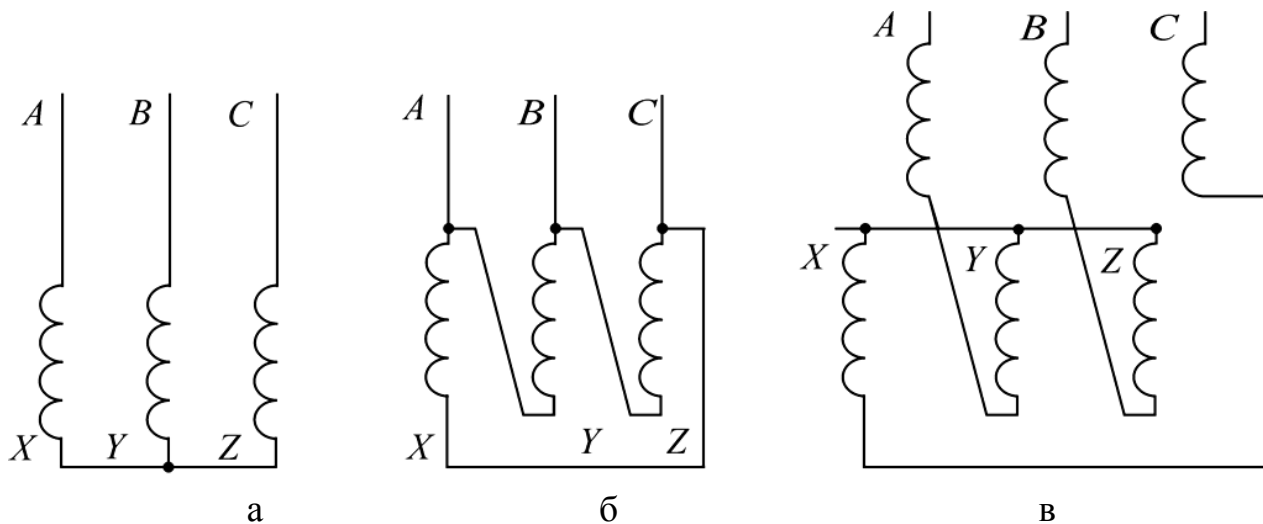


Рис. 4.4. Соединение обмоток в трехфазном трансформаторе:
а – звездой; б – треугольником; в – зигзагом

Специальные виды трансформаторов

Автотрансформаторы. Автотрансформатором называется однообмоточный трансформатор, у которого вторичная (выходная) обмотка является частью первичной (входной) обмотки. При этом мощность передается в нагрузку не только магнитным, но и электрическим путем, так как часть входного тока непосредственно питает нагрузку. На рис. 4.5 представлены схемы включения автотрансформатора.

В схеме рис. 4.5, а коэффициент трансформации

$$K_{тр} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2} < 1, \quad \text{а} \quad I_2 = \frac{I_1}{K_{тр}}.$$

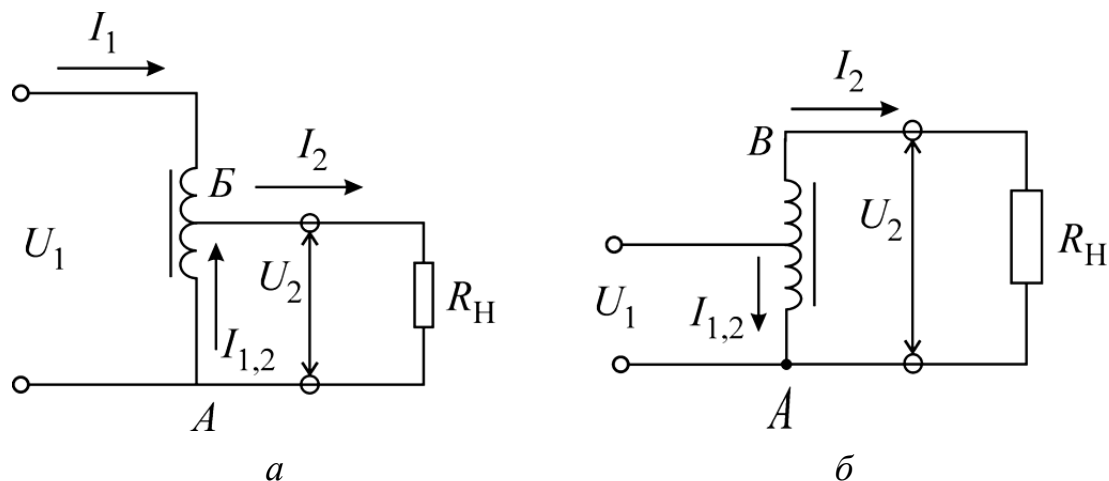


Рис. 4.5. Схемы включения:

а – на понижение напряжения; *б* – на повышение

В схеме рис. 4.5, *б* коэффициент трансформации

$$K_{mp} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2} > 1,$$

а

$$I_{12} = I_1 - I_2 = I_1 - \frac{I_1}{K_{mp}} = I_1 \left(1 - \frac{1}{K_{mp}} \right). \quad (4.5)$$

Измерительные трансформаторы напряжения и тока. В высоковольтных сетях широкое применение находят измерительные трансформаторы тока и напряжения. Применение этих трансформаторов позволяет расширить пределы измерений электроизмерительных приборов и обеспечить безопасность их обслуживания.

4.2. Машины постоянного тока

Электрические машины, используемые в электротехнике, при всем разнообразии подразделяются на две группы:

- 1) генераторы – электрические машины, с помощью которых вырабатывается электрическая энергия;
- 2) двигатели – электрические машины, с помощью которых электрическая энергия превращается в механическую.

Принцип действия электрического генератора основан на законе электромагнитной индукции, который формулируется так: «При всяком изменении магнитного потока, пронизывающего проводящий контур, в этом контуре наводится ЭДС». Использование этой ЭДС позволяет преобразовать механическую энергию в электрическую.

Если магнитный поток пересекает проводник, по которому течет электрический ток, то на этот проводник будет действовать механическая сила, это позволяет преобразовывать электрическую энергию в механическую. Электрическая машина работающая на этом принципе, является двигателем.

По виду потребляемой или вырабатываемой электрической энергии электрические машины подразделяются на машины постоянного и переменного тока.

Принцип действия и конструкция машины постоянного тока

Устройство и работу генератора постоянного тока рассмотрим с помощью рис. 4.6. При вращении рамки 1 в магнитном поле с потоком Φ_B , в ней будет наводиться ЭДС, которая, в зависимости от времени t , будет изменяться по синусоидальному закону.

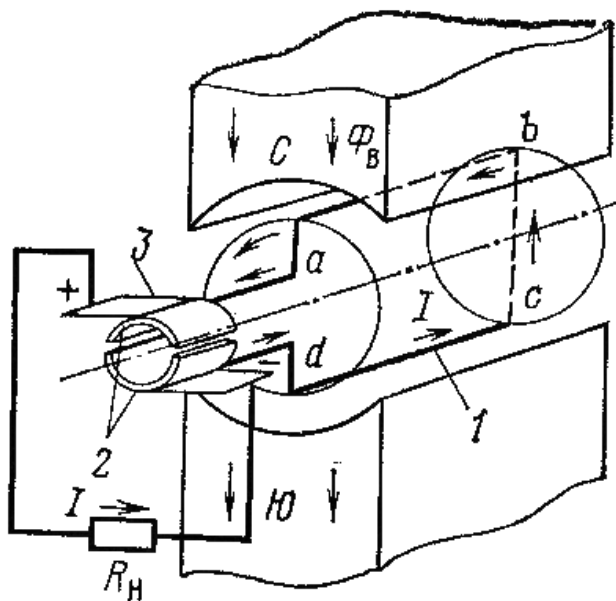


Рис. 4.6. Простейшая модель генератора постоянного тока: 1 – рамка; 2 – коллекторные пластины; 3 – щетки

Подсоединим к концам рамки коллекторные пластины 2, которые при вращении будут касаться двух неподвижных щеток 3. С помощью щеток коллекторные пластины окажутся соединенными с нагрузкой R_H . При этом возникающая в цепи нагрузки ЭДС будет постоянной по направлению, но изменяющейся по величине (пульсирующей). С помощью коллекторных пластин происходит преобразование переменного тока в постоянный.

Для уменьшения пульсации ЭДС необходимо увеличить число рамок и коллекторных пластин. Так, 16 пар коллекторных пластин уменьшают пульсацию до 1 %. Величина ЭДС генератора равна

$$E = Blv, \quad (4.6)$$

где B – магнитная индукция;

l – длина активной части рамки;

v – скорость перемещения активной части рамки.

Генератор постоянного тока состоит из следующих основных частей: статора, ротора и коллектора. Статор представляет собой неподвижную часть машины – корпус или станину, на внутренней поверхности которой закреплены главный и дополнительные полюса. Главный полюс состоит из сердечника,

полюсного наконечника и катушки возбуждения. При работе электрической машины в качестве двигателя силу, действующую на проводник с током I , помещенный в магнитное поле, можно определить из выражения

$$F = BIl. \quad (4.7)$$

Виды генераторов постоянного тока

В генераторах постоянного тока магнитное поле возбуждения может быть получено либо с помощью постоянных магнитов, либо с помощью электромагнитов, которыми являются главные полюса.

В большинстве генераторов постоянного тока применяется электромагнитное возбуждение. Питание на обмотки возбуждения может подаваться как от самого генератора, так и от постороннего источника (аккумулятора, сети постоянного тока). В первом случае он будет называться генератором с самовозбуждением, во втором – генератором с независимым возбуждением (рис. 4.7, а). Широкое применение находят генераторы с самовозбуждением. Генераторы с самовозбуждением могут быть с параллельным, последовательным и смешанным возбуждением.

В генераторе с параллельным возбуждением (рис. 4.7, б) обмотка возбуждения (ОВ) подключена параллельно выходу генератора. Ток возбуждения, протекающий через эту обмотку, составляет 2–5 % номинального рабочего тока I_H генератора.

В генераторе с последовательным возбуждением (рис. 4.7, в) ОВ включена последовательно с обмоткой ротора, и через нее протекает рабочий ток I_H генератора.

В генераторе со смешанным возбуждением (рис. 4.7, г) имеются две обмотки возбуждения: одна подключается параллельно обмотке ротора, другая – последовательно.

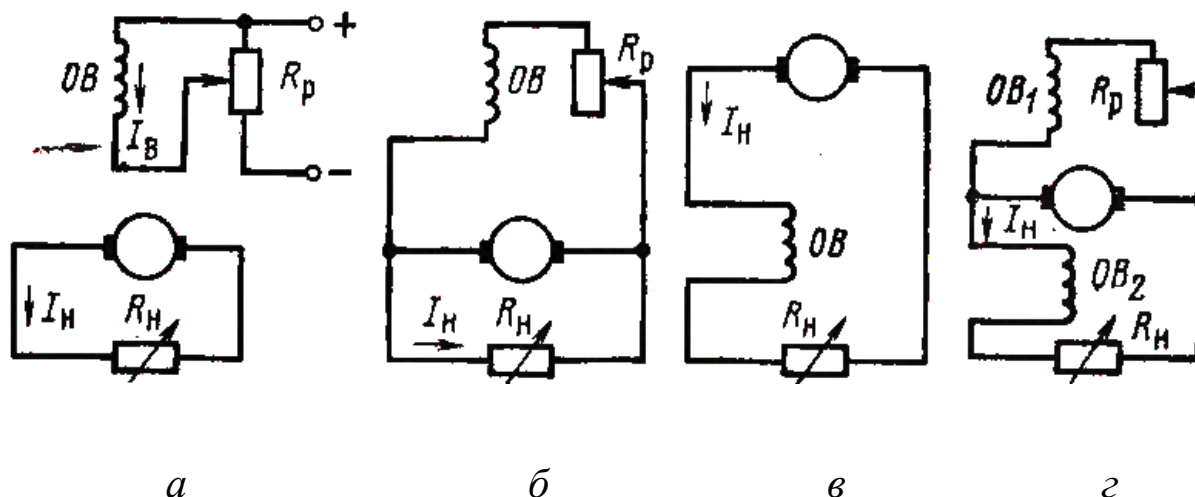


Рис. 4.7. Схемы генераторов постоянного тока

Двигатели постоянного тока

В генераторе постоянного тока ротор вращается с помощью первичного двигателя, и механическая энергия преобразуется в электрическую. Генератор можно перевести в режим работы электрического двигателя. Для этого

необходимо отсоединить от генератора первичный двигатель, и приложить к внешним зажимам генератор напряжения U постоянного тока. По роторной обмотке потечет ток. Если при этом пропустить постоянный ток и по обмотке возбуждения, то возникает магнитное поле возбуждения, которое взаимодействует с током обмотки ротора. В результате этого взаимодействия создается механическая сила, а значит, и вращающий момент на валу ротора:

$$M = K\Phi_B I, \quad (4.8)$$

где K – коэффициент пропорциональности;

Φ_B – магнитный поток;

I – ток роторной обмотки.

4.3. Асинхронные машины

В основе принципа действия трехфазного асинхронного двигателя лежит взаимодействие вращающегося магнитного поля с короткозамкнутым проводником. Если по трехфазной обмотке пропустить ток, то создается вращающееся магнитное поле, частота которого

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p}, \quad (4.9)$$

где f_1 – частота питающей сети;

p – число пар полюсов в обмотке статора.

Вращающееся магнитное поле статорной обмотки будет пронизывать ротор. Если на нем уложена замкнутая обмотка, то в ней будет наводиться ЭДС и потечет ток. Направление ЭДС можно определить по правилу правой руки. В свою очередь, ток роторной обмотки создает магнитное поле, которое будет взаимодействовать с полем статора. В результате этого взаимодействия появляется электромагнитная сила F (рис. 4.8), направление которой определяется по правилу левой руки. Под действием силы F возникает электромагнитный момент, приводящий ротор во вращение, направление которого совпадает с направлением вращения магнитного поля статора.

На рис. 4.8 схематично показано устройство асинхронного двигателя. Частота вращения ротора n_2 во всех случаях будет меньше частоты вращения магнитного поля статора n_1 . Если предположить, что эти частоты вращения будут равными, то роторная обмотка будет неподвижной относительно магнитного поля статора и, следовательно, в ней не будет наводиться ЭДС и не возникнет механическая сила, которая привела бы ротор во вращение.

В то же время, чем больше разность этих частот, тем больше наводимая ЭДС и тем больше ток в обмотке ротора. Это приводит к увеличению электромагнитной силы F и развиваемого двигателем момента.

Отставание частоты вращения ротора от частоты вращения магнитного поля характеризуется так называемой величиной скольжения S . Под скольжением понимают разность между частотой вращения поля статора n_1 и частотой вращения ротора n_2 , выраженную в процентах от частоты вращения статора

$$S = (n_1 - n_2) 100 \% \quad (4.10)$$

Величина скольжения асинхронного двигателя в зависимости от режима его работы может изменяться от 0 до 1. Случай $S = 1$ соответствует тому моменту, когда частота вращения ротора n_2 равна нулю, а это имеет место при пуске двигателя, а также в том случае, когда тормозящий момент нагрузки больше вращающего момента. Для асинхронных двигателей всегда указывается величина скольжения при номинальной нагрузке. Для двигателей с мощностью от 1 до 1 000 кВт номинальное скольжение лежит в пределах 0,06–0,01. Из (4.10) нетрудно определить частоту вращения асинхронного двигателя:

$$n_2 = n_1(1 - S). \quad (4.11)$$

4.4. Синхронные машины (генераторы). Принцип действия и конструкция

В основе принципа действия синхронного генератора, как и генератора постоянного тока, лежит явление электромагнитной индукции, заключающейся в воздействии магнитного поля на перемещающийся в нем проводник. Устройство простейшего синхронного генератора показано на рис. 4.8. Ротор 1 с рамкой $abcd$ приводится во вращение внешним двигателем. Для соединения витка с цепью нагрузки R_H используются вращающиеся вместе с ротором контактные кольца 2 и неподвижные щетки 3.

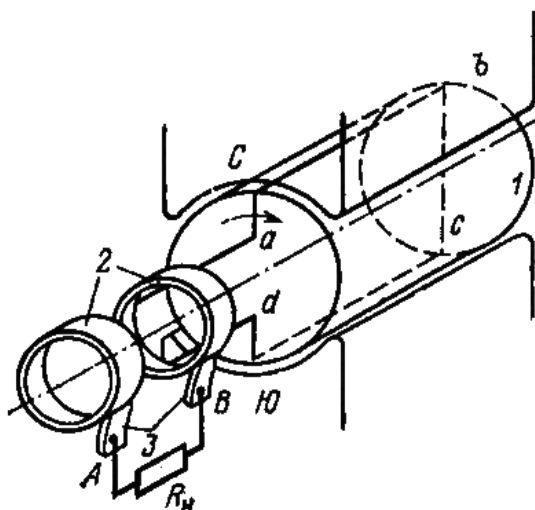


Рис. 4.8. Модель генератора переменного тока

При перемещении витка в магнитном поле с потоком возбуждения Φ_B на контактных кольцах появится наведенная ЭДС, поступающая в цепь нагрузки.

При рассмотрении принципа действия генератора постоянного тока отмечалась необходимость скользящего контакта в виде системы коллектор – щетка, с помощью которой вырабатываемая энергия выводится из генератора. В генераторе переменного тока – соединение с контактными кольцами, концы обмоток всегда имеют контакт с одной и той же щеткой. Следовательно, рабочую обмотку с наводимой переменной ЭДС и якорь в целом можно сделать неподвижными, а магнитное поле возбуждения – вращающимся, т. е. как бы

поменять местами ротор и статор. Это позволяет упрощать конструкцию синхронных генераторов и создавать их на бóльшую мощность по сравнению с генераторами постоянного тока. Синхронные генераторы с вращающейся рабочей обмоткой чаще всего однофазные и применяются только для небольших мощностей.

В зависимости от конструктивного исполнения различают синхронные генераторы с явно и неявно выраженными полюсами. Неявно выраженные полюса применяются при большой частоте вращения первичного двигателя и большой мощности генератора. В этом случае к конструкции ротора и роторной обмотки предъявляются высокие требования по механической прочности, обусловленные наличием больших центробежных усилий. При больших величинах диаметра ротора и скорости его вращения этим требованиям легче удовлетворить, располагая обмотку и магнитные материалы равномерно по окружности.

Синхронные генераторы с явно выраженными полюсами применяются при небольшой частоте вращения первичного двигателя. Различают синхронные генераторы с независимым возбуждением и самовозбуждением.

Полезная (активная) мощность генератора

$$P = m_0 I_\phi U_\phi \cos \varphi, \quad (4.12)$$

где m – число фаз рабочей обмотки;

I_ϕ – фазовый ток;

U_ϕ – фазовое напряжение рабочих обмоток;

$\cos \varphi$ – коэффициент мощности (φ – фазовый угол между током и напряжением в рабочей обмотке).

Размеры синхронных генераторов зависят от кажущейся (полной) мощности

$$S = U_\phi I_\phi. \quad (4.13)$$

Все мощные синхронные генераторы трехфазные. В таких генераторах рабочая обмотка состоит из трех отдельных обмоток, соединенных звездой или треугольником и размещенных на статоре таким образом, чтобы наводимая ЭДС в каждой из них была сдвинута на 120° относительно соседней.

Сердечник статора набирается из отдельных пластин электротехнической стали. Корпус или станина изготавливается из чугуна, стали. В крупных машинах статор состоит из отдельных пакетов, собираемых в единое целое.

Отличие формы генератора ЭДС от синусоидальной резко ухудшает показатели энергосистемы и работоспособность потребителей. Появление при этом высших гармоник приводит к увеличению потерь в генераторе, появлению перенапряжений в линиях электропередачи, увеличению помех, повышению уровня шума в радиовещательных приемниках, телевизорах, ухудшению синхронизации и т. д. Допустимые искажения формы ЭДС в генераторах с мощностью выше 1 000 кВ·А не должно превышать 5 %.

ЭДС, наводимая в отдельном проводнике, определяется по формуле:

$$e = Bl\omega$$

Электродвижущая сила, наводимая магнитным потоком ротора Φ_B в статорной однофазной обмотке с числом витков ω_1 при частоте f , будет определяться выражением

$$E = 44,4 \cdot f \cdot \Phi_B \cdot \omega_1 \cdot K_1 \cdot 10^{-8}, \quad (4.14)$$

где K_1 – обмоточный коэффициент, определяемый типом и исполнением обмотки.

Значения ЭДС, наводимых в каждой фазе трехфазной обмотки синхронного генератора составляют сдвиг между ними приблизительно 120° .

На рис. 4.9 показана реакция якоря (статора) в генераторе постоянного тока, при подключении нагрузки по рабочей обмотке.

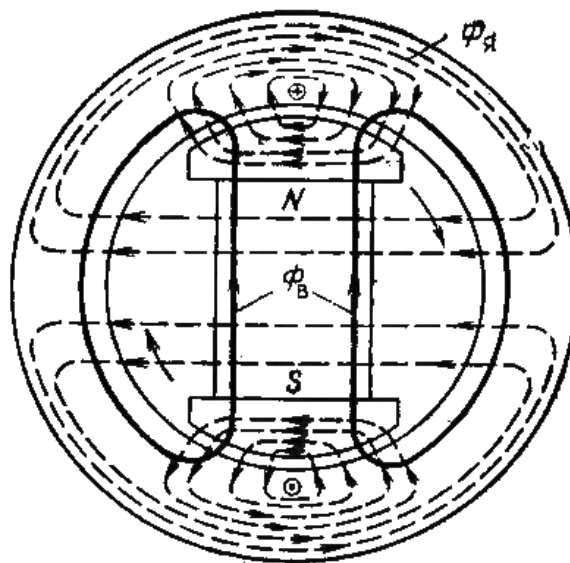


Рис. 4.9. Изображение реакции якоря

И, наконец, в заключение отметим, что синхронная машина, работает в режиме двигателя. Статор машины несет на себе многофазную (чаще всего трехфазную) якорную обмотку. На роторе расположена обмотка возбуждения, имеющая такое же число полюсов, как и обмотка статора.

Синхронные двигатели применяют в электроприводах, не требующих регулирования частоты вращения при отсутствии значительных перегрузок на валу двигателя (например, для привода насоса, компрессоров, вентиляторов и т. д.).

ЧАСТЬ II. ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ И УСТРОЙСТВА

5. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СОВРЕМЕННЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Электронные устройства (приборы) – приборы для преобразования электромагнитной энергии одного вида в электромагнитную энергию другого вида, осуществляемого посредством взаимодействия электронов (движущихся в вакууме, газе или полупроводнике) с электромагнитными полями. К электронным приборам относятся электровакуумные приборы (кроме лампы накаливания) и полупроводниковые приборы.

Протекающие в электронных устройствах (приборах) процессы чрезвычайно разнообразны. Так, в электронных лампах и вакуумных приборах СВЧ (клистронах, магнетронах, лампах бегущей волны и т. д.) электроны, испускаемые катодом, взаимодействуют с постоянным и переменным электрическими полями. В результате взаимодействия с постоянным полем кинетическая энергия электронов увеличивается; в результате взаимодействия с переменным полем постоянный электронный поток превращается в переменный и часть кинетической энергии электронов преобразуется в энергию электрических колебаний. В вакуумных индикаторах и электронно-лучевых приборах электроны ускоряются постоянным электрическим полем и бомбардируют мишень (например, экран, покрытый люминофором); при взаимодействии электронов с мишенью часть их кинетической энергии преобразуется в электромагнитную энергию (например, световую). В вакуумных фотоэлектронных приборах (вакуумных фотоэлементах, фотоэлектронных умножителях и др.) электроны, эмитируемые фотокатодом под действием оптического излучения, ускоряются постоянным электрическим полем и направляются на анод. В результате энергия оптического излучения преобразуется в энергию электрического тока, текущего в анодной цепи такого электронного прибора. В рентгеновских трубках энергия электронов, ускоренных на пути от катода к аноду (антикатоде), при ударе электронов об анод частично преобразуется в энергию рентгеновского излучения.

В ионных приборах (газоразрядных приборах) электроны, ускоренные постоянным электрическим полем, сталкиваются с молекулами газа и либо ионизируют их, либо переводят в возбужденное состояние. Такие газоразрядные приборы, как ртутные вентили, газотроны, тиратроны, таситроны по принципу преобразования энергии аналогичны электrolучевым диодам и триодам; основное отличие состоит в том, что в газоразрядных приборах ионы газа нейтрализуют пространственный заряд потока электронов и этим обеспечивают прохождение через прибор огромных токов (например, в ртутных вентилях – до тысяч А при сравнительно малых анодных напряжениях (15–20 В). В газоразрядных источниках света и индикаторах газоразрядных каждая возбужденная молекула газа при переходе в равновесное состояние излучает световую энергию. В люминесцентных лампах световую энергию излучают молекулы люминофора, возбужденные ультрафиолетовым излучением разряда. В квантовых газоразрядных приборах (газовых лазерах, квантовых стандартах частоты и др.) возбужденные молекулы газа,

взаимодействуя с электромагнитными колебаниями, усиливают их при своем переходе в невозбужденное состояние.

Преобразование энергии в полупроводниках основано на том, что в полупроводнике, как и в вакууме, можно создавать постоянные электрические поля и осуществлять управление движения носителей заряда. В основе работы полупроводниковых приборов лежат следующие электронные процессы и явления: эффект односторонней проводимости протекания тока через запирающий слой электронно-дырочного перехода (p - n -перехода) или потенциального барьера на границе металл-проводник (Шоттки диод); туннельный эффект; явление лавинного размножения носителей в сильных электрических полях; акусто-, оптико-, термоэлектрические эффекты в диэлектрических и полупроводниковых материалах и т. д. На использовании эффекта односторонней проводимости основана работа полупроводниковых диодов. В транзисторах для усиления электрических колебаний используют так называемый транзисторный эффект – управление током запертого перехода с помощью тока отпертого перехода. В диодах Ганна и лавинно-пролетных полупроводниковых диодах лавинное умножение в p - n -переходах, обусловленное ударной ионизацией атомов носителей, используется для генерации электрических колебаний. В светоизлучающих диодах электрическая энергия преобразуется в энергию оптического излучения на основе инжекционной электролюминесценции.

Электронные приборы находят применение в радиотехнике, связи, вычислительной технике, астрономии, физике, медицине и т. д. – практически во всех областях науки и техники. Мировая промышленность ежегодно выпускает свыше 10 млрд. электронных приборов различных наименований.

5.1. Вакуумная электроника

Вакуумная электроника содержит следующие разделы: 1) эмиссионная электроника, охватывающая вопросы термо-, фотоэмиссии, туннельной эмиссии, исследования катодов и антиэмиссионных покрытий; 2) формирование потоков электронов и потоков ионов, управление этими потоками; 3) формирование электромагнитных полей с помощью резонаторов, систем резонаторов, замедляющих систем устройств ввода и вывода энергии; 4) электронная люминесценция (катодолюминесценция); 5) физика и техника высокого вакуума (его получение, сохранение и контроль); 6) теплофизические процессы (испарение в вакууме, формоизменение деталей при циклическом нагреве, разрушение поверхности металлов при импульсном нагреве, отвод тепла от элементов приборов); 7) поверхностные явления (образование плёнок на электродах и изоляторах, неоднородностей на поверхностях электрода); 8) технология обработки поверхностей, в том числе электронная, ионная и лазерная обработка; 9) газовые среды – раздел, включающий вопросы получения и поддержания оптимального состава и давления газа в газоразрядных приборах. Основные направления вакуумной электроники охватывают вопросы создания электровакуумных приборов (ЭВП) следующих видов: электронных ламп (триодов, тетродов, пентодов и т. д.); ЭВП СВЧ (магнетронов, клистронов и

т. д.), электроннолучевых приборов (кинескопов, осциллографических трубок и т. д.); фотоэлектронных приборов (фотоэлементов, фотоэлектронных умножителей), рентгеновских трубок; газоразрядных приборов (мощных преобразователей тока, источников света, индикаторов).

5.2. Твердотельная электроника

Разделы и направления твердотельной электроники в основном связаны с полупроводниковой электроникой. Фундаментальные разделы последней охватывают следующие темы: 1) свойства полупроводниковых материалов, влияние примесей на эти свойства; 2) создание в кристалле областей с различной проводимостью методами эпитаксиального выращивания – так называемого ионного внедрения (имплантация), воздействием радиации на полупроводниковые структуры; 3) нанесение диэлектрических и металлических плёнок на полупроводниковые материалы, разработка технологии создания плёнок с необходимыми свойствами и конфигурацией; 4) исследование физических и химических процессов на поверхности полупроводников; 5) разработка способов и средств получения и измерения элементов приборов микронных и субмикронных размеров. Основные направления полупроводниковой электроники связаны с разработкой и изготовлением различных видов полупроводниковых приборов: полупроводниковых диодов (выпрямительных, смесительных, параметрических, стабилитронов), усилительных и генераторных диодов (туннельных, лавинно-пролетных, диодов Ганна), транзисторов (биполярных и униполярных), тиристоров, оптоэлектронных приборов (светоизлучающих диодов, фотодиодов, фототранзисторов, оптронов, светодиодных и фотодиодных матриц), интегральных схем. К направлениям твердотельной электроники также относятся: *диэлектрическая электроника*, изучающая электронные процессы в диэлектриках (в частности, в тонких диэлектрических плёнках) и их использование, например, для создания диэлектрических диодов, конденсаторов; *магнитоэлектроника*, использующая магнитные свойства вещества для управления потоками электромагнитной энергии с помощью ферритовых вентилях, циркуляторов, фазовращателей и т. д. и для создания запоминающих устройств, в том числе на магнитных доменах; *акустоэлектроника* и *пьезоэлектроника*, рассматривающие вопросы распространения поверхностных и объемных акустических волн и создаваемых ими переменных электрических полей в кристаллических материалах и взаимодействие этих полей с электронами в приборах с полупроводниково-пьезоэлектрической структурой (кварцевых стабилизаторах частоты, пьезоэлектрических фильтрах, ультразвуковых линиях задержки, акустоэлектронных усилителях и т. д.); *криоэлектроника*, исследующая изменения свойств твердого тела при глубоком охлаждении для построения малошумящих усилителей и генераторов СВЧ, сверхбыстродействующих вычислительных и запоминающих устройств, а также занимающаяся разработкой и изготовлением резисторов.

5.3. Квантовая электроника

Квантовая электроника, область физики, изучающая методы усиления и генерации электромагнитных колебаний, а также свойства квантовых усилителей и генераторов и их применение, основана на использовании эффекта вынужденного излучения. Практический интерес к квантовым генераторам света (лазерам, мазерам) обусловлен тем, что они, в отличие от других источников света, излучают световые волны с очень высокой направленностью и высокой монохроматичностью. Квантовые генераторы радиоволн отличаются от других радиоустройств высокой стабильностью частоты генерируемых колебаний, а квантовые усилители радиоволн – предельно низким уровнем шумов.

Свет и радиоволны являются электромагнитным излучением, порции которого – кванты (или фотоны) – могут испускаться атомами, молекулами и другими квантовыми системами, обладающими избыточной внутренней энергией (возбужденными частицами). Внутренняя энергия атома (или молекулы) может принимать только лишь некоторые строго определенные дискретные значения, называемые уровнями энергии. Уменьшение внутренней энергии означает переход атома с более высокого уровня энергии на более низкий. Если при этом избыток энергии отдается в виде кванта излучения, то частота излучаемых волн ν определяется условием Бора

$$\nu = \frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}{h},$$

где $h = 6,62 \cdot 10^{-27}$ – эрг/с – постоянная Планка;

ε_1 и ε_2 – уровни энергии.

В результате последнего условия видим, что у нас не одна фиксированная частота ν , а целый интервал, при этом спектральные линии приобретают определенную ширину.

Возбужденные частицы могут отдавать свою энергию в виде квантов излучения двумя способами. Возбужденные частицы неустойчивы, и для каждой из них существует определенная вероятность самопроизвольно (спонтанно) испустить квант излучения.

Вероятность вынужденного испускания, предсказанного еще А. Эйнштейном, пропорциональна интенсивности вынужденного излучения и может превосходить вероятность спонтанного процесса. На эту особенность вынужденного излучения, имеющую основополагающее значение для квантовой электроники, впервые указал П. Дирак.

Несмотря на то, что положения А. Эйнштейна и П. Дирака о вынужденном излучении формировались применительно к оптике, развитие квантовой электроники началось в радиофизике. Радиофизика и оптика развивались разными путями. В оптике развивались квантовые представления, в радиофизике – волновые. В 1955 г. был предложен новый метод создания инверсии (Н.Г. Басов, А.М. Прохоров), в котором возбужденные частицы не отбираются из имеющегося количества, а создаются. Эти же ученые создали первый прибор квантовой электроники – молекулярный генератор.

6. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Источники электропитания подразделяются на источники первичного электропитания и источники вторичного электропитания (ИВЭ). К первичным относятся непосредственные преобразователи различных видов энергии в электрическую, а к источникам вторичного электропитания – преобразователи электрической энергии одного вида в электрическую энергию другого вида.

В качестве первичных источников применяются: энергосистема с тем или иным номиналом напряжения (сеть переменного или постоянного тока), химические источники тока (гальванические элементы, батареи), термо- и фотоэлектрические, акустические, топливные, биологические, атомные, механические преобразователи энергии в электрическую. Наибольшее применение из первичных источников электроэнергии имеет сеть переменного тока, а из источников вторичного питания – выпрямители, стабилизаторы и преобразователи.

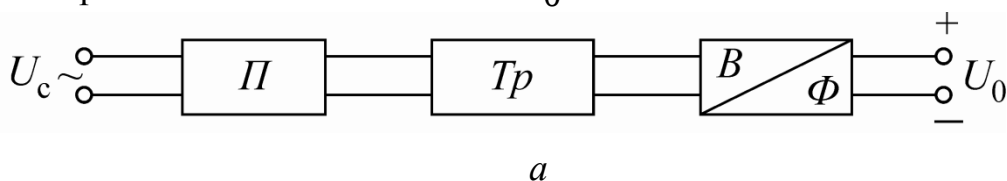
С помощью выпрямителя энергия переменного тока преобразуется в энергию постоянного тока. Ввиду разнообразия радиоэлектронной аппаратуры схемные и конструктивные решения выпрямителей различны. Выпрямители могут быть выполнены в виде отдельного блока, стойки или могут входить в общую конструкцию изделия (усилителя, приемника и т. д.).

Основное назначение стабилизатора – поддерживать постоянным выходное напряжение или ток в нагрузке. Стабилизатор с выпрямителем образует стабилизированный источник вторичного питания. Преобразователи, применяемые в источниках питания, служат в основном для преобразования напряжения постоянного тока в напряжение переменного тока или напряжение постоянного тока другого номинала.

6.1. Структурные схемы источников вторичного электропитания

На рис. 6.1. приведены простейшие структурные схемы нестабилизированных ИВЭ.

Трансформатор служит для преобразования напряжения сети переменного тока U_c в напряжение, необходимое для получения на выходе ИВЭ заданной величины напряжения постоянного тока U_0 .



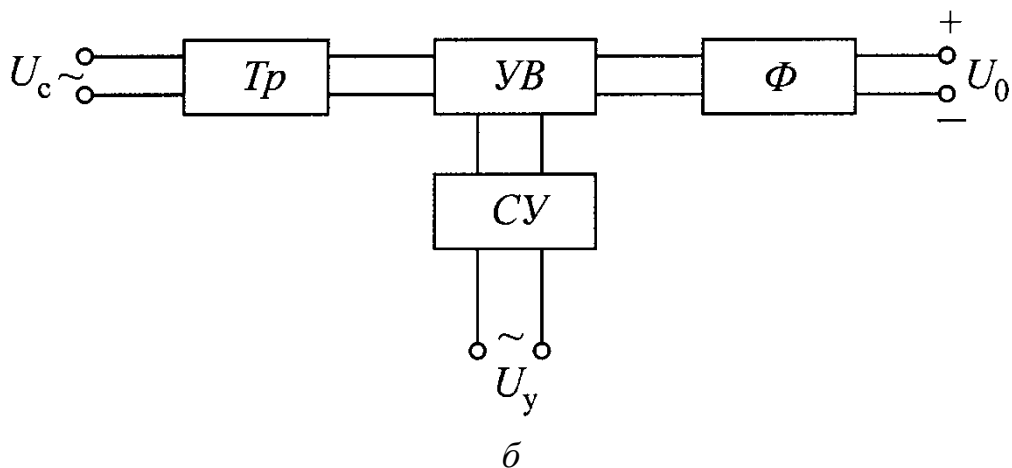


Рис. 6.1. Схемы вторичного электропитания:

a – с нерегулируемым выходным напряжением; *б* – с регулируемым выходным напряжением

Вентиль – прибор с односторонней (вентильной) проводимостью – преобразует переменный ток в ток одного направления. При этом выпрямленное напряжение на выходе схемы выпрямления будет пульсирующим. Для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения на выходе схемы выпрямления включается сглаживающий фильтр Φ .

На рис. 6.1 Π – переключатель; Tr – силовой трансформатор; B – неуправляемый вентиль (или схема выпрямления); Φ – сглаживающий фильтр; UB – управляемый вентиль; CY – схема управления.

Нагрузкой ИВЭ может быть усилитель, генератор и т. д. Если в схеме ИВЭ на рис. 6.1, *a* предусмотреть отводы в силовом трансформаторе, то с помощью переключателя Π можно скачкообразно регулировать выходное напряжение.

В управляемом ИВЭ (рис. 6.1, *б*) выходное напряжение U_0 регулируется за счет изменения режима работы управляемого вентиля (например, тиратрона, тринистора). На вход схемы управления подается управляющее напряжение U_y либо постоянного тока, либо синусоидальной или иной формы. При изменении амплитуды или фазы этого напряжения меняется время протекания тока через вентиль, вследствие чего изменяется напряжение на выходе ИВЭ.

В качестве схемы управления (или управляющего элемента) применяются различного рода фазорегуляторы, вспомогательные маломощные выпрямители с регулируемым выходным напряжением, магнитные усилители, импульсные устройства.

Далее рассмотрим ИВЭ со стабилизатором непрерывного действия.

Выходное напряжение и ток нагрузки нестабилизированных ИВЭ могут изменяться в значительных пределах при изменении параметров питающей сети или нагрузки. В ряде случаев требуется постоянство питающего напряжения U_0 в определенных пределах, иначе работа нагрузки ухудшается или вообще становится невозможной.

На рис. 6.2 приведены структурные схемы ИВЭ со стабилизаторами параметрического типа.

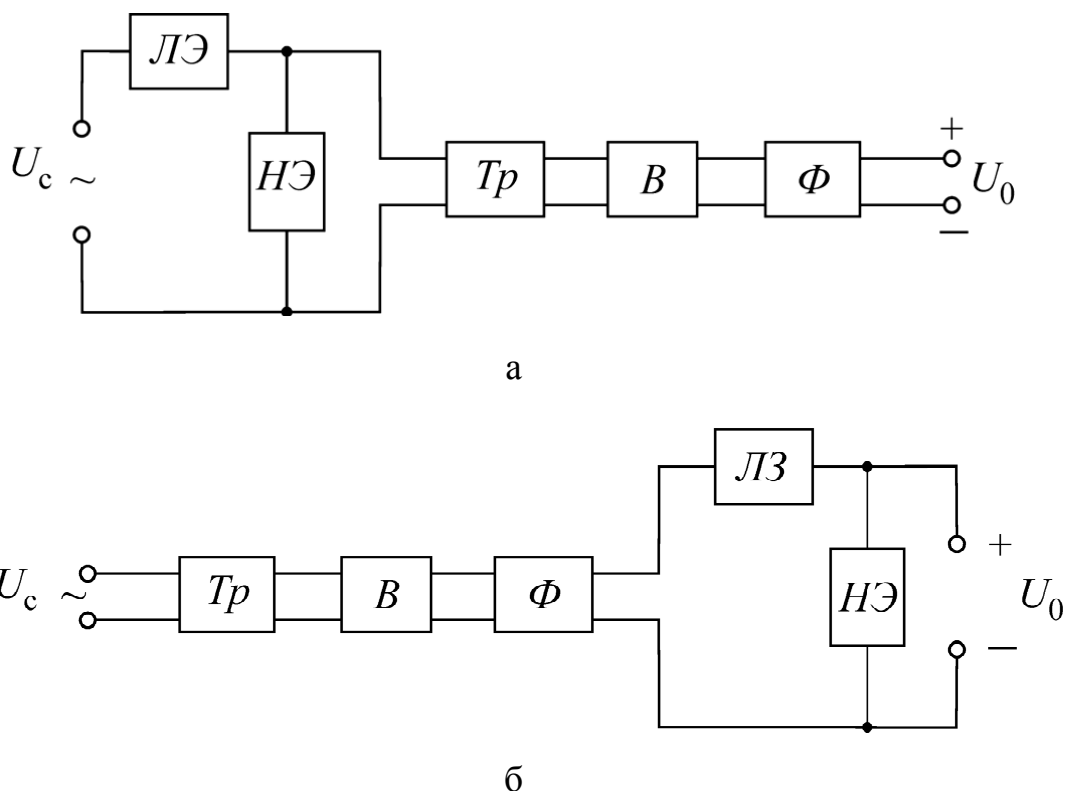
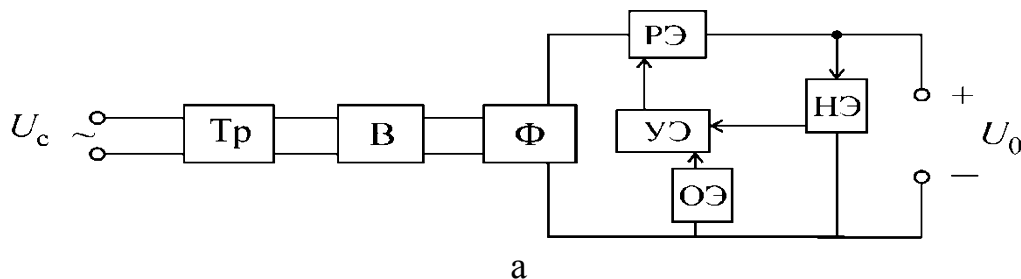


Рис. 6.2. Обобщенные схемы источника вторичного электропитания при включении стабилизаторов параметрического типа:
а – на переменном токе; *б* – на постоянном токе

В параметрических стабилизаторах стабилизация производится за счет перераспределения напряжения и тока на линейном элементе (*ЛЭ*) и нелинейном элементе (*НЭ*). В качестве *ЛЭ* используются сопротивления, конденсаторы, дроссели без насыщения, а в качестве нелинейных элементов – стабилитроны, дроссели насыщения, термисторы и т. д.

На рис. 6.3 представлены структурные схемы ИВЭ со стабилизаторами компенсационного типа с последовательным регулирующим элементом (*РЭ*).

В этих схемах *РЭ* включен последовательно с нагрузкой: в первом случае на выходе выпрямителя после сглаживающего фильтра, во втором случае – на входе выпрямителя. Обозначения в схеме следующие: *УЭ* – усилительный элемент, *ОЭ* – опорный элемент, *ИЭ* – измерительный элемент.



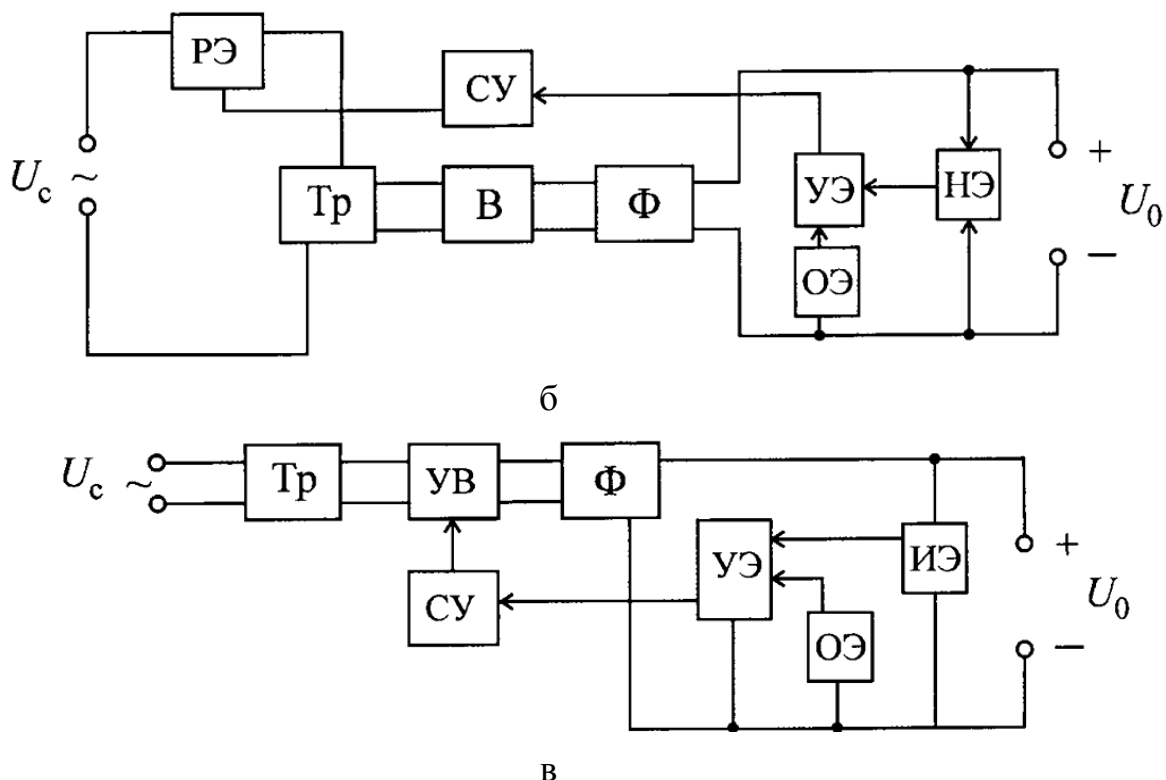


Рис. 6.3. Обобщенные схемы источников вторичного электропитания при включении стабилизаторов компенсационного типа: *а* – на постоянном токе; *б* – на переменном токе; *в* – с применением управляемого вентиля

В схеме рис. 6.3, *в* функции выпрямления, регулирования и стабилизации выходного напряжения совмещены в управляемых вентилях (УВ), в качестве которых обычно применяют тринисторы. В стабилизаторах компенсационного типа стабилизация осуществляется за счет изменения внутреннего сопротивления РЭ. В качестве РЭ в стабилизаторах постоянного тока применяются электронные лампы (триоды, тетроды), транзисторы, а в стабилизаторах переменного тока – дроссели насыщения и транзисторы. В качестве усилительного элемента применяют усилители постоянного тока (УПТ) на транзисторах, микросхемах, а также магнитные усилители.

Измерительный элемент обычно представляет собой усилитель напряжения на резисторах. В качестве опорного элемента, имеющего стабильное напряжение, используются газоразрядные и кремниевые табилитроны. На вход УПТ подается напряжение рассогласования или управления – разность между напряжениями на входе измерительного и опорного элементов:

$$U_y = \alpha U_{вых} - U_{оп}.$$

Изменение выходного напряжения приводит к изменению сигнала рассогласования U_y . Сигнал рассогласования усиливается и воздействует на РЭ, включенный последовательно с нагрузкой таким образом, что компенсирует изменение выходного напряжения, сводя это изменение к допустимо малой величине. Таким образом, производится автоматическое регулирование

выходного напряжения с помощью отрицательной обратной связи по напряжению.

В схеме рис. 6.3, б регулирующий элемент, например, тринистор включен на входе ИВЭ в цепи первичной обмотки силового трансформатора. С помощью схемы управления (СУ), выполненной на основе магнитного усилителя, при изменении выходного напряжения подается управляющее напряжение на РЭ, автоматически изменяя протекающий по нему ток. В случае совмещения управляемыми вентилями функций выпрямления, регулирования и стабилизации напряжения в нагрузке (рис. 6.3, в), изменение выходного напряжения стабилизатора вызывает появление на выходе усилительного элемента сигнала рассогласования, с помощью которого СУ, воздействуя на тринисторы, возвращает выходное напряжение к среднему уровню.

6.2. Электрические вентили

Как отмечалось выше, для преобразования переменного тока в постоянный необходим прибор с односторонней (вентильной) электрической проводимостью. Такие приборы называются **вентильми**. В зависимости от принципа действия, вентили можно подразделить на *механические* и *электрические*. **Механические вентили** в радиоаппаратуре практически не применяются в силу присущих им недостатков: громоздкость конструкции, наличие контактов, работа которых вызывает значительные электрические помехи как в цепях питания, так и в цепях радиоаппаратуры, относительно малая надежность.

Для питания радиоустройств применяются **электрические вентили**. По характеру проводимости и способу воздействия на пропускаемый ток электрические вентили делятся на *электровакуумные* (кенотронные, ионные или газоразрядные) и *полупроводниковые, управляемые и неуправляемые*.

Основные свойства любого вентиля характеризуются с помощью вольт-амперной характеристики, представляющей собой зависимость тока от напряжения, приложенного к вентилю $I = f(U)$. На рис. 6.4, а изображена вольт-амперная характеристика идеального вентиля.

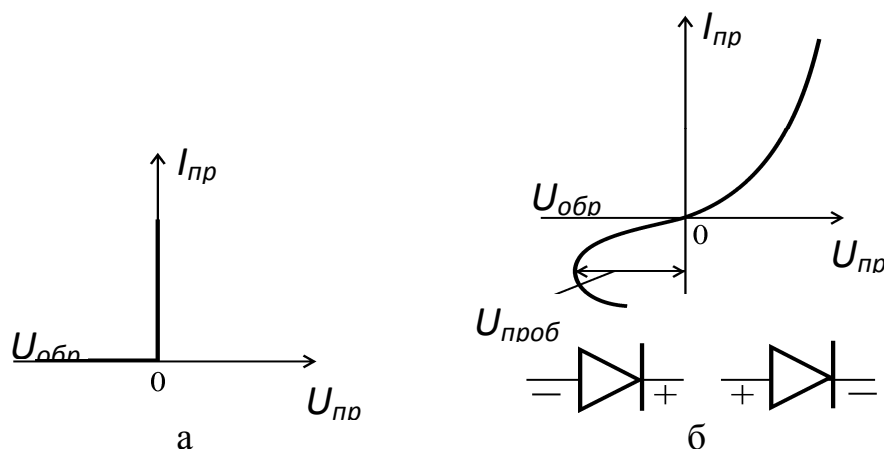


Рис. 6.4. Вольт-амперная характеристика:
а – идеального вентиля; б – реального вентиля

Из этой характеристики видно, что при сколь угодно малом приложенном напряжении U_{np} ток протекает через идеальный клапан только в одном направлении. Это объясняется тем, что сопротивление идеального клапана в прямом направлении будет равно $R_{i_{np}} = 0$. При любых обратных напряжениях $U_{обр}$ клапан имеет сопротивление $R_{i_{обр}} = \infty$.

Реальный клапан имеет вольт-амперную характеристику, показанную на рис. 6.4, б, из которой видно, что при обратных напряжениях, близких к пробивному $U_{проб}$, ток через клапан в обратном направлении может быть значительным, а сопротивление в прямом направлении не равно нулю.

Основные параметры электрических неуправляемых клапанов следующие.

1. Максимальное допустимое среднее значение тока в прямом направлении, при котором клапан сохраняет свою работоспособность – I_{0Bmax} . Для кенотронных и газоразрядных, а иногда и для полупроводниковых клапанов указывается максимально допустимая амплитуда импульса прямого тока $I_{mB_{дон}}$ и может быть указана допустимая мощность, рассеиваемая в виде тепла на аноде (корпусе).

2. Прямое напряжение на клапане при I_{0Bmax} или падение напряжения на клапане в открытом состоянии – U_{np} . Величина – U_{np} должна быть малой по сравнению с величиной выпрямленного напряжения U_0 , так как от этого будет зависеть общий КПД выпрямителя и постоянство выпрямленного напряжения.

Из-за того, что ток через клапан в прямом направлении I_{0B} определяется сопротивлением нагрузки, изменение нагрузки приводит к изменению падения напряжения на клапане $U_{np} = I_{0B}R_i$, где R_i – внутреннее сопротивление клапана, что влечет за собой изменение напряжения на выходе выпрямителя. Ниже будет показано, что постоянство выходного напряжения будет зависеть не только от этого фактора.

3. Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения $U_{обр.дон}$ и значение тока $I_{обр}$ в обратном направлении при напряжении $U_{обр.дон}$. При допустимом обратном напряжении клапан еще сохраняет свою электрическую прочность. Обратный ток должен быть как можно меньше, в противном случае теряется клапанное свойство. При обратном напряжении, близком к пробивному, обратный ток клапана резко возрастает, что приводит к пробое клапана и выходу его из строя. Допустимое обратное напряжение устанавливают для клапанов меньше пробивного в 1,5–2 раза.

4. Интервал температур окружающей среды, при котором обеспечиваются заданные электрические параметры, а также такие условия эксплуатации, как влажность, давление, механические нагрузки.

6.3. Выпрямители на неуправляемых клапанах с активной нагрузкой

К выпрямителям на неуправляемых клапанах относятся выпрямители, у которых выходное напряжение U_0 не изменяется при постоянстве первичного напряжения U_1 .

Работу неуправляемых клапанов на чисто активную нагрузку будем рассматривать без учета потерь в трансформаторе, считая клапан идеальным ($R_i = 0$, $R_{iобр} = \infty$).

Выпрямители классифицируют по следующим признакам.

1. По типу клапанов: кенотронные, газоразрядные и полупроводниковые.
2. По характеру нагрузки: с активной, емкостной, кондуктивной нагрузками.
3. По режиму работы нагрузки: работающие на непрерывную и импульсную нагрузку.
4. По схеме выпрямления выпрямители можно подразделить:
 - а) по числу фаз питающей сети: однофазные и трехфазные;
 - б) по числу фаз вторичной обмотки трансформатора: однофазные, двухфазные, многофазные;
 - в) по числу используемых полупериодов напряжения: одно- и двухполупериодные.

Рассмотрим в отдельности каждую схему.

Однофазная однополупериодная схема выпрямления

Принцип работы. Вторичная обмотка трансформатора, клапан и нагрузка (рис. 6.5) включены последовательно, и ток по цепи протекает в том случае, когда напряжение на аноде клапана положительно относительно катода.

При положительных полупериодах напряжений вторичной обмотки клапан является проводящим, и в цепи нагрузки течет ток i_B . В отрицательный полупериод ток через клапан не протекает. Так как ток через клапан и нагрузку протекает только в течение одного полупериода, схема называется однополупериодной. Поскольку ток i_B имеет форму периодически повторяющихся импульсов, то его можно разложить в ряд Фурье:

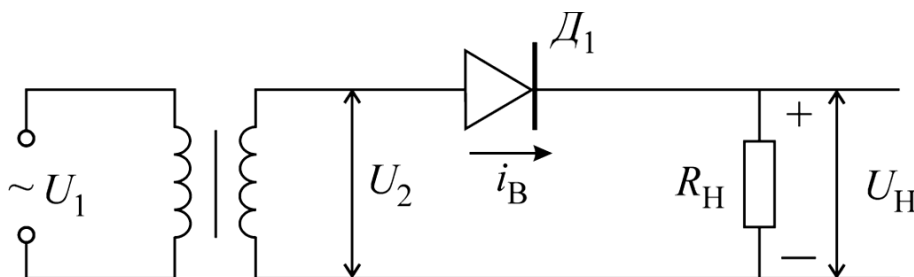
$$i_B = I_0 + I_{1m} \sin \omega t + I_{2m} \sin 2\omega t + I_{3m} \sin 3\omega t + \dots, \quad (0.37)$$

где I_0 – постоянная составляющая тока;

I_{m1} – амплитуда первой гармоники, частота которой равна частоте сети;

I_{2m} – амплитуда второй гармоники и т. д.;

$\omega = 2\pi f_c$ – угловая частота сети ($1/T_c = f_c$ – частота сети; T_c – период переменного напряжения сети).



а

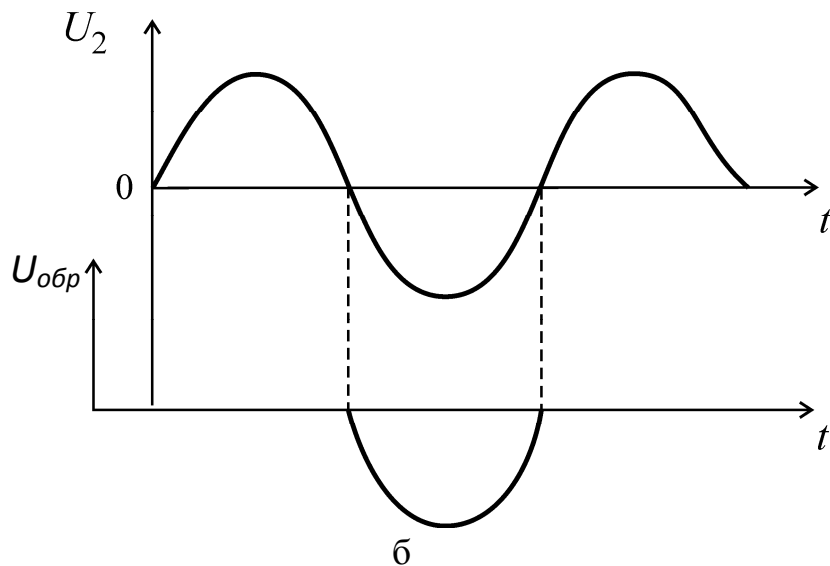


Рис. 6.5. Однополупериодный выпрямитель:

a – схема; *б* – диаграммы

Величины средних значений выпрямленного напряжения и тока также определяются с помощью коэффициентов ряда Фурье:

$$U_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} u_2 d\omega t; \quad I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} i_2 d\omega t, \quad (0.38)$$

где $u_2 = U_{2m} \sin \omega t$, $i_2 = I_{2m} \sin \omega t$.

Основным преимуществом однополупериодной схемы является простота. К недостаткам можно отнести:

- 1) большие габариты и масса трансформатора;
- 2) большое обратное напряжение на вентиле (в π раз больше выпрямленного напряжения U_0);
- 3) большая амплитуда прямого тока через вентиль (в π раз больше тока I_0);
- 4) большой коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения и низкая частота пульсаций.

Двухфазная двухполупериодная схема выпрямителя

Принцип работы. Двухфазная двухполупериодная схема выпрямления со средней точкой трансформатора (рис. 6.6) представляет собой комбинацию двух параллельно включенных однополупериодных выпрямителей, работающих на общую нагрузку.

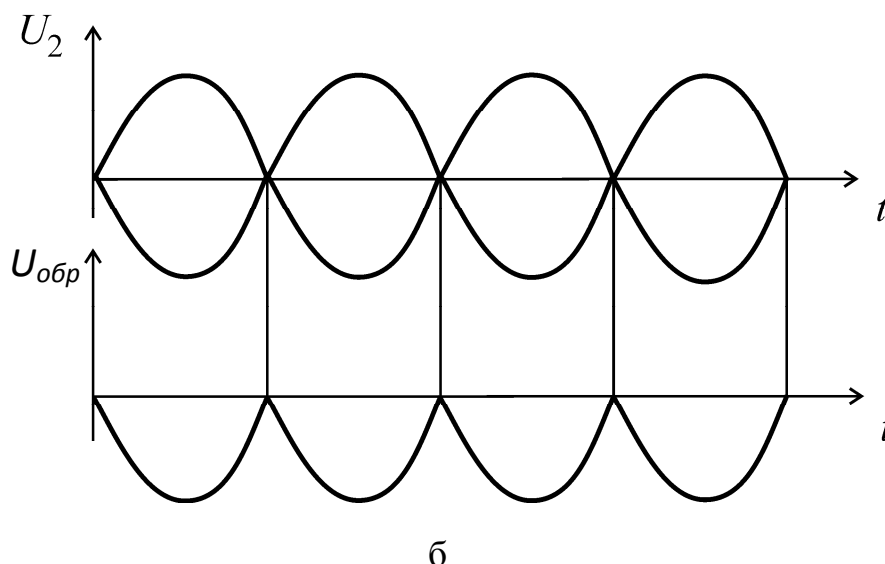
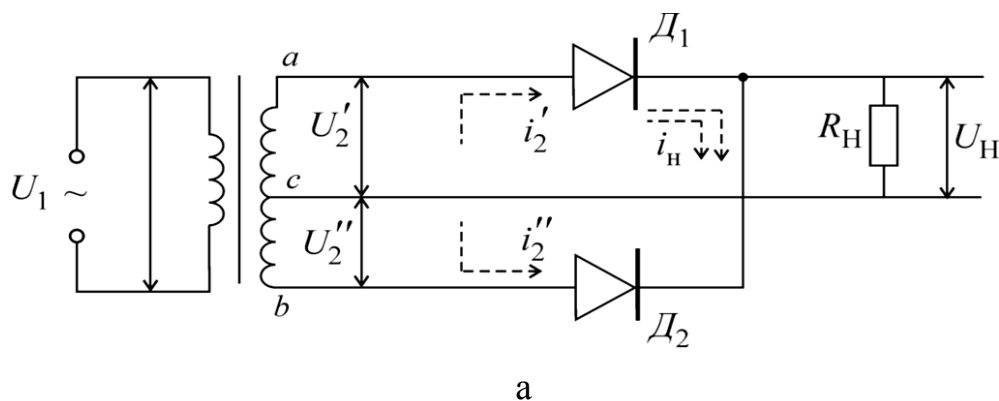


Рис. 6.6. Двухполупериодный выпрямитель:
а – схема; б – диаграммы

Ток через каждый вентиль протекает в течение полупериода изменения переменного напряжения сети, а через нагрузку выпрямителя – в течение двух полупериодов.

Импульсы тока и напряжения в нагрузке двухполупериодного выпрямителя присутствуют в каждый полупериод. Поэтому при одинаковых амплитудах напряжения и тока вторичной обмотки U_{2m} и I_{2m} постоянные составляющие напряжения U_0 и тока I_0 будут вдвое больше, чем при однополупериодном выпрямлении. Таким образом,

$$U_0 = \frac{2}{\pi} U_{2m}; \quad I_0 = \frac{2}{\pi} I_{2m},$$

тогда

$$U'_{2m} = \frac{\pi}{2} U_0 = 1,57 U_0; \quad I_{2m} = \frac{\pi I_0}{2} = 1,57 I_0, \quad (0.39)$$

где $U'_{2m} = U_{nm}$ – амплитуда напряжения на нагрузке, равная амплитуде напряжения на половине вторичной обмотки; $I_{2m} = I_{nm}$ – амплитуда импульса тока через вентиль, нагрузку и вторичную обмотку трансформатора.

Двухполупериодная схема выпрямления имеет следующие *преимущества* по сравнению с однополупериодной:

- 1) габариты и масса трансформатора значительно меньше вследствие лучшего использования обмоток и отсутствия подмагничивания;
- 2) амплитуда прямого тока через клапан вдвое меньше;
- 3) частота пульсаций выпрямленного напряжения вдвое выше, что приводит к уменьшению габаритов и массы сглаживающего фильтра; по величине обратного напряжения на клапане обе схемы равноценны.

Недостатки:

- 1) необходимость среднего вывода от вторичной обмотки трансформатора, что иногда осложняет его выбор;
- 2) использование двух клапанов вместо одного.

Однофазовая мостовая схема выпрямителя

Принцип работы. Выпрямитель состоит из трансформатора и четырех клапанов, включенных по мостовой схеме (рис. 6.7).

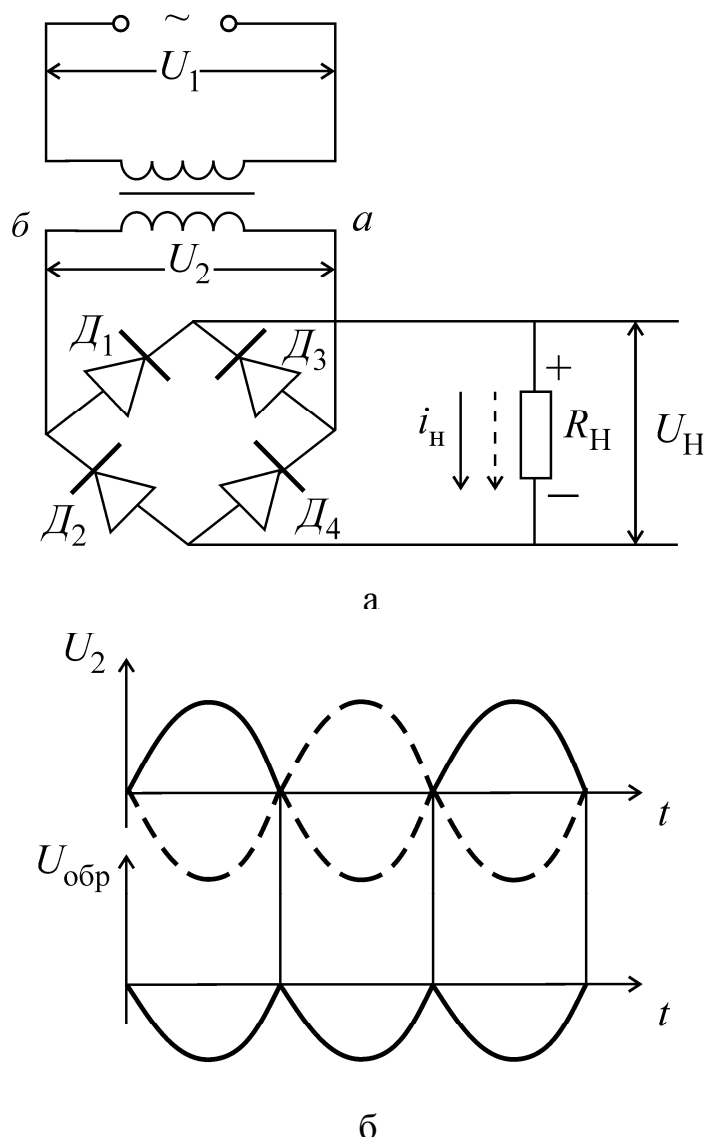


Рис. 6.7. Однофазный выпрямитель: а – мостовая схема; б – диаграммы

К одной диагонали моста подключена вторичная обмотка трансформатора, к другой – нагрузка R_H . Мостовая схема выпрямления является двухполупериодной.

Напряжения на вторичной и первичной обмотках определяются из

$$U_2 = 1,11U_0, \quad U_1 = 1,11U_0 / K_{тр},$$

где $K_{тр} = U_2 / U_1$ – коэффициент трансформации.

Преимущество однофазной схемы по сравнению с двухполупериодной схемой со средней точкой трансформатора следующее.

1. Малая типовая мощность трансформатора, его малые габариты и масса.
2. Отсутствие необходимости средней точки трансформатора, что иногда облегчает его выбор.
3. Обратное напряжение на вентиле вдвое меньше.
4. Напряжение на второй обмотке трансформатора вдвое меньше.
5. Если выпрямленное напряжение соответствует напряжению сети, то выпрямитель может быть включен непосредственно в сеть переменного тока без трансформатора.
6. Возможность одновременного получения выпрямленного напряжения со значениями U_0 и $U_0 / 2$ при выводе средней точки вторичной обмотки трансформатора.

Недостатки выпрямителя.

1. Использование четырех вентилях вместо двух в ранее рассмотренной схеме.
2. Большее внутреннее сопротивление выпрямителя из-за одновременной работы двух включенных последовательно вентилях.
3. В случае применения вентилях с накаливанием катодом требуются три накаливающие обмотки: общая обмотка для вентилях D_1 и D_3 , катоды которых соединены в одной точке, и отдельные обмотки для вентилях D_2 и D_4 .
4. Заземление одного из полюсов нагрузки не позволяет заземлить ни один из выводов вторичной обмотки трансформатора.

Трехфазная однополупериодная схема выпрямителя

Выпрямитель состоит из трехфазного трансформатора и трех вентилях (рис. 6.8).

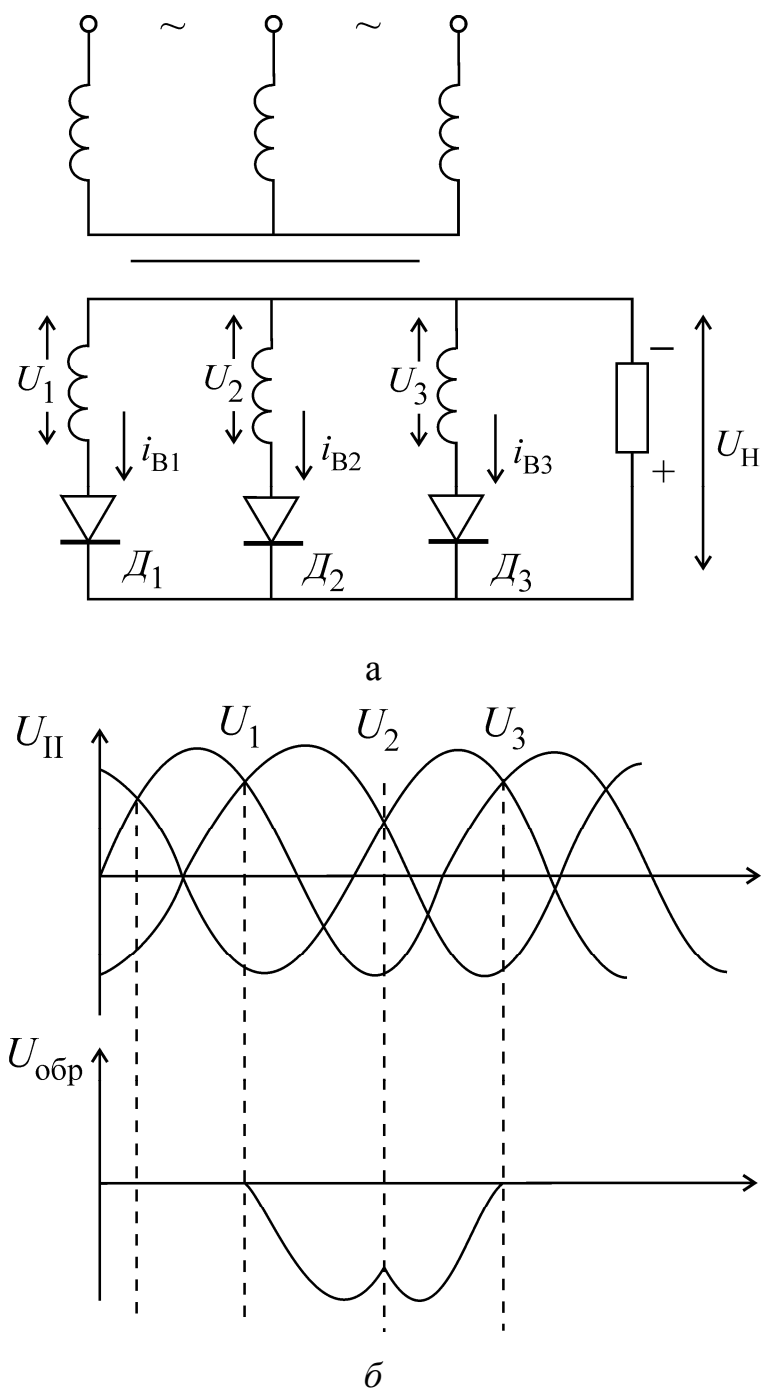


Рис. 6.8. Трехфазный выпрямитель:
а – схема; б – диаграммы

Первичные обмотки трансформатора могут быть соединены звездой или треугольником, вторичные соединяются только в звезду. Нагрузка R_H включается между общей точкой соединения вентиля и общей точкой вторичных обмоток. Таким образом, трехфазный выпрямитель представляет собой комбинацию трех однополупериодных выпрямителей, включенных параллельно общей нагрузке. Так как напряжения на вторичных обмотках трансформатора сдвинуты между собой по фазе на 120° , ток через каждый вентиль будет протекать только $1/3$ периода напряжения сети и угол отсечки тока вентиля составит $\theta = 60^\circ$. В любой момент времени проводит ток тот вентиль, у которого напряжение на

аноде выше, чем на катоде, а так как катоды трех вентилях соединены в общей точке и подключены к нагрузке, то проводит ток вентиль, у которого напряжение на аноде максимально.

Преимущества выпрямителей по приведенной схеме по сравнению с однофазными:

- 1) выше частота пульсации $f_n = 3f_c$ и меньше коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения;
- 2) лучшее использование трансформатора;
- 3) равномерная нагрузка первичной трансформаторной сети по фазам.

6.4. Выпрямители на неуправляемых вентилях с емкостной нагрузкой

Выше рассматривалась работа выпрямителей на неуправляемых вентилях для случая чисто активной нагрузки. При такой работе выпрямителя переменная составляющая выходного напряжения и тока в нагрузке имеет значительную величину, особенно для одно- и двухполупериодных схем выпрямления. Для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения применяются сглаживающие фильтры из конденсаторов и дросселей. Поэтому в реальных условиях нагрузка выпрямителя содержит активную и реактивную составляющие, т. е. имеет комплексный характер.

Ниже рассматривается работа выпрямителя на нагрузку емкостного характера. Это имеет место тогда, когда на входе сглаживающего фильтра включен конденсатор или фильтр состоит из конденсатора, включенного параллельно нагрузке.

Рассмотрим работу однофазного однополупериодного выпрямителя, показанного на рис. 6.9.

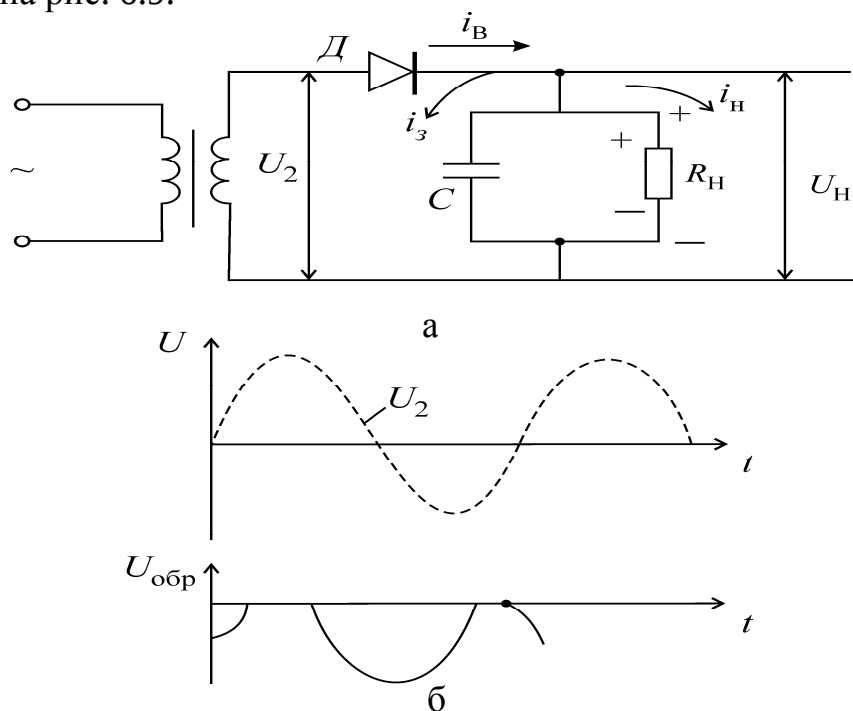


Рис. 6.9. Однополупериодный выпрямитель с емкостной нагрузкой:
а – схема; б – диаграммы

До включения выпрямителя в сеть напряжение на конденсаторе равно нулю. На протяжении положительного полупериода напряжения вторичной обмотки конденсатор заряжается током, протекающим через вентиль. В течение отрицательного полупериода вентиль ток не пропускает, а конденсатор разряжается на нагрузку RH .

Напряжение на конденсаторе и нагрузке нарастает по экспоненциальному закону, а скорость нарастания зависит от постоянной времени цепи заряда конденсатора:

$$\tau_3 \cong CR_B, \quad (0.40)$$

где $R_B = R_i + r_{TT}$ – внутреннее сопротивление фазы выпрямителя;

R_i – внутреннее сопротивление вторичной обмотки трансформатора с учетом сопротивления первичной; C – емкость конденсатора.

Недостатки выпрямителей с емкостной нагрузкой:

- 1) большая амплитуда тока через вентиль;
- 2) большая габаритная мощность трансформатора;
- 3) значительное обратное напряжение на вентиле;
- 4) резко выраженная зависимость выпрямленного напряжения от тока нагрузки (ослабляется с ростом емкости фильтра).

Работа двухполупериодной схемы выпрямления (рис. 6.10), как и в предыдущем случае, сводится к поочередному заряду конденсатора токами, протекающими через вентили D_1, D_2 , и разряду его на нагрузку. При одинаковых нагрузках и емкостях фильтра выпрямленное напряжение двухполупериодного выпрямителя при заряде и разряде конденсатора изменяется в меньших пределах, т. е. имеет меньшие пульсации, чем при однополупериодном выполнении.

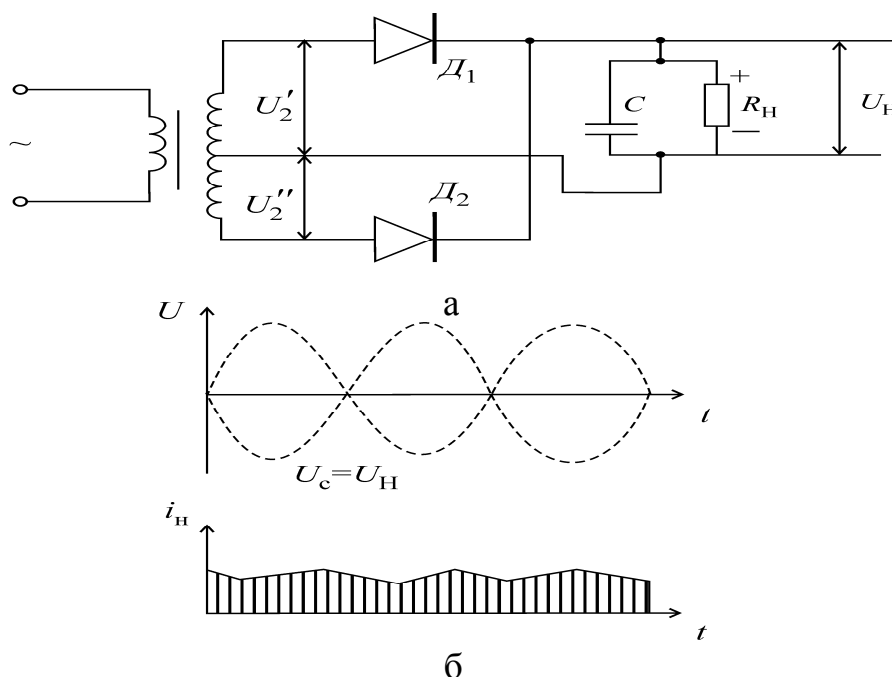


Рис. 6.10. Двухполупериодный выпрямитель:
а – схема; б – диаграммы

Обратное напряжение на вентиле определяется, как и при работе выпрямителя на активную нагрузку; к непроводящему вентилю через открытый вентиль приложено напряжение всей второй обмотки трансформатора

$$U_{обр.м} = U'_{2м} + U''_{2м} = 2U'_{2м} = U_{2м}. \quad (0.41)$$

6.5. Выпрямители на неуправляемых вентилях с индуктивной нагрузкой

Рассмотрим работу однополупериодного выпрямителя (рис. 6.11) на индуктивную нагрузку. Такой случай имеет место при работе выпрямителя с индуктивно-емкостным фильтром.

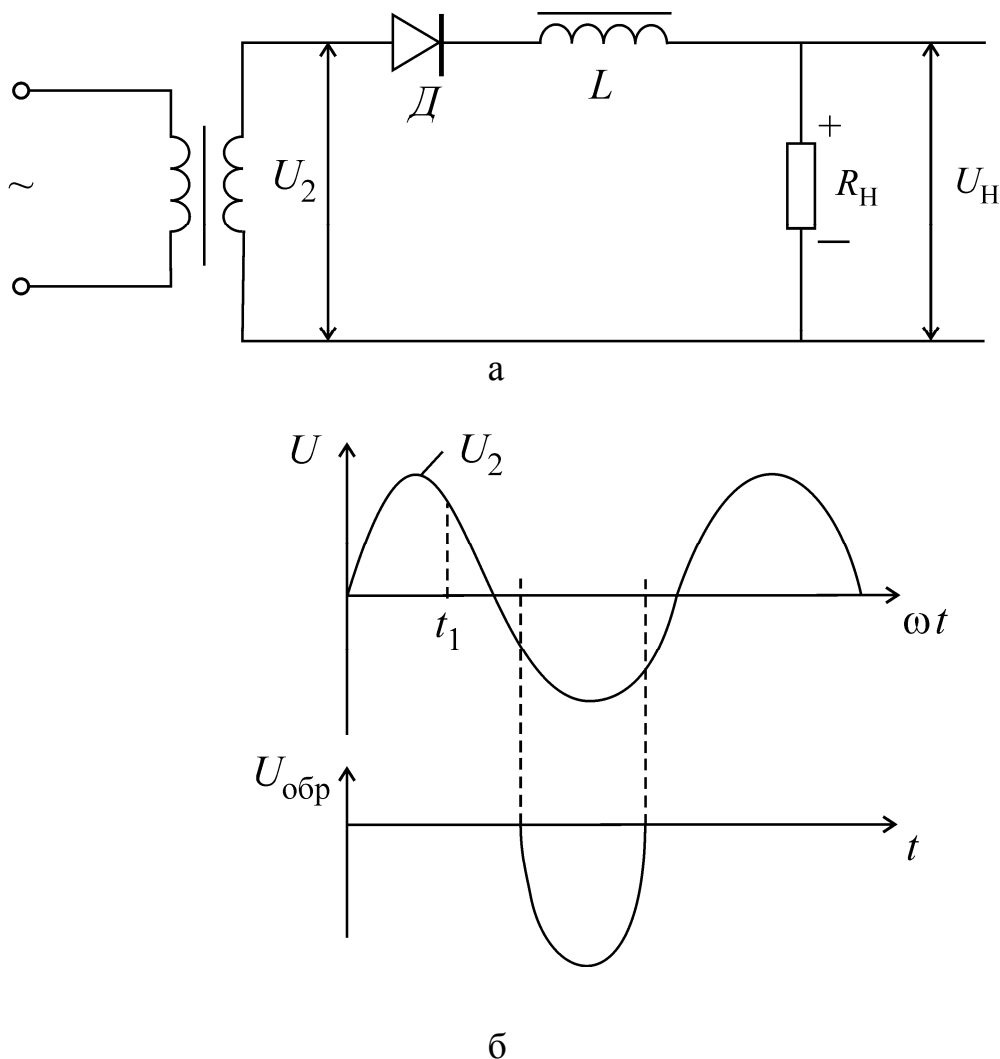


Рис. 6.11. Однополупериодный выпрямитель с индуктивной нагрузкой:
а – схема; б – диаграммы

При положительном полупериоде напряжения U_2 вторичной обмотки трансформатора вентиль проводит ток i_0 . При увеличении напряжения U_2 ток через вентиль нарастает. При этом на индуктивности L возникает противо-ЭДС e_L , направленная противоположно напряжению U_2 и препятствующая нарастанию тока вентиля. В момент времени t_1 ток i_0 достигает максимума, в этот момент крутизна нарастания тока и значение противо-ЭДС будет равно нулю. На индуктивности снова возникает противо-ЭДС противоположного

знака, которая стремится поддерживать неизменным ток в цепи выпрямителя. При уменьшении тока в цепи до нуля противо-ЭДС также становится равной нулю.

Форма выпрямленного напряжения на нагрузке U_H повторяет формулу тока i_B . Форма обратного напряжения $U_{обр}$ на вентиле отличается от формы обратного напряжения при работе выпрямителя на активную нагрузку. Обратное напряжение в момент запираания вентилей t_3 изменяется скачком, достигая максимума, равного амплитуде напряжения второй обмотки трансформатора.

Из сказанного можно сделать следующие выводы.

1. При работе выпрямителя на индуктивную нагрузку выпрямленное напряжение меньше, чем при активной нагрузке.
2. Длительность протекания тока через вентиль увеличивается, а максимум тока сдвигается относительно максимума напряжения вторичной обмотки.
3. Амплитуда и действующее значение тока через вентиль уменьшается.
4. Среднее значение выпрямленного напряжения U_0 меньше, чем при активной нагрузке, и для получения прежнего значения U_0 нужно увеличить напряжение вторичной обмотки трансформатора.
5. Даже при большой индуктивности существенного сглаживания выпрямленного напряжения не происходит.

Рассмотрим работу двухполупериодного выпрямителя со средней точкой трансформатора (рис. 6.12). Такой выпрямитель можно рассматривать как два однополупериодных выпрямителя, работающих поочередно на общую нагрузку.

При $Q > 1$ импульс тока вентилей – прямоугольный, а амплитуда тока вентилей близка к среднему значению выпрямленного тока I_0 . Но практически этого добиться невозможно, так как двухполупериодная схема применяется в маломощных выпрямителях, когда нагрузка имеет большое сопротивление и неравенство $m\omega L > R$ выполнить не удастся, так как сопротивление $R = R_H + R_B$ увеличивается вместе с увеличением активного сопротивления дросселя, которое растет с ростом индуктивности L .

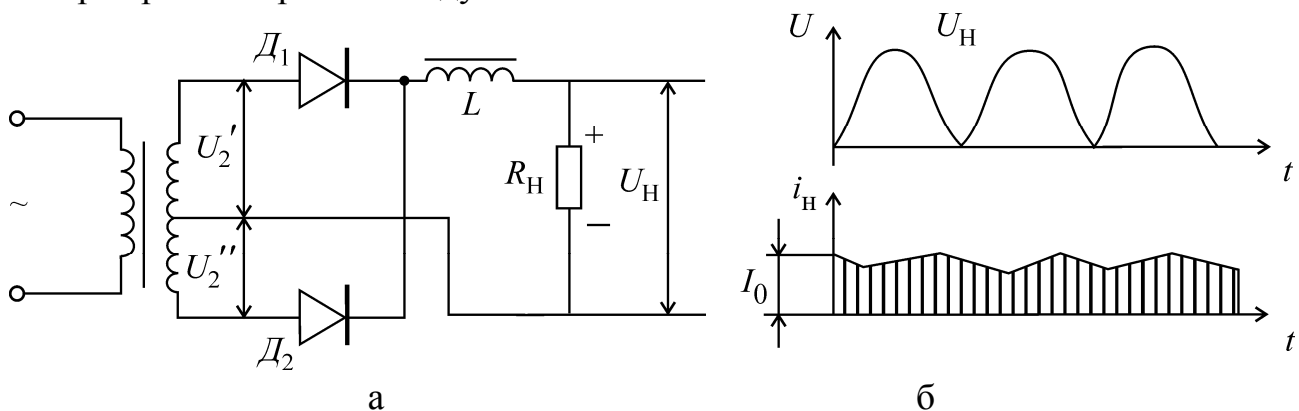


Рис. 6.12. Двухполупериодный выпрямитель с индуктивной нагрузкой:
а – схема; б – диаграммы

Далее рассмотрим вкратце схему, изображенную на рис. 6.13.

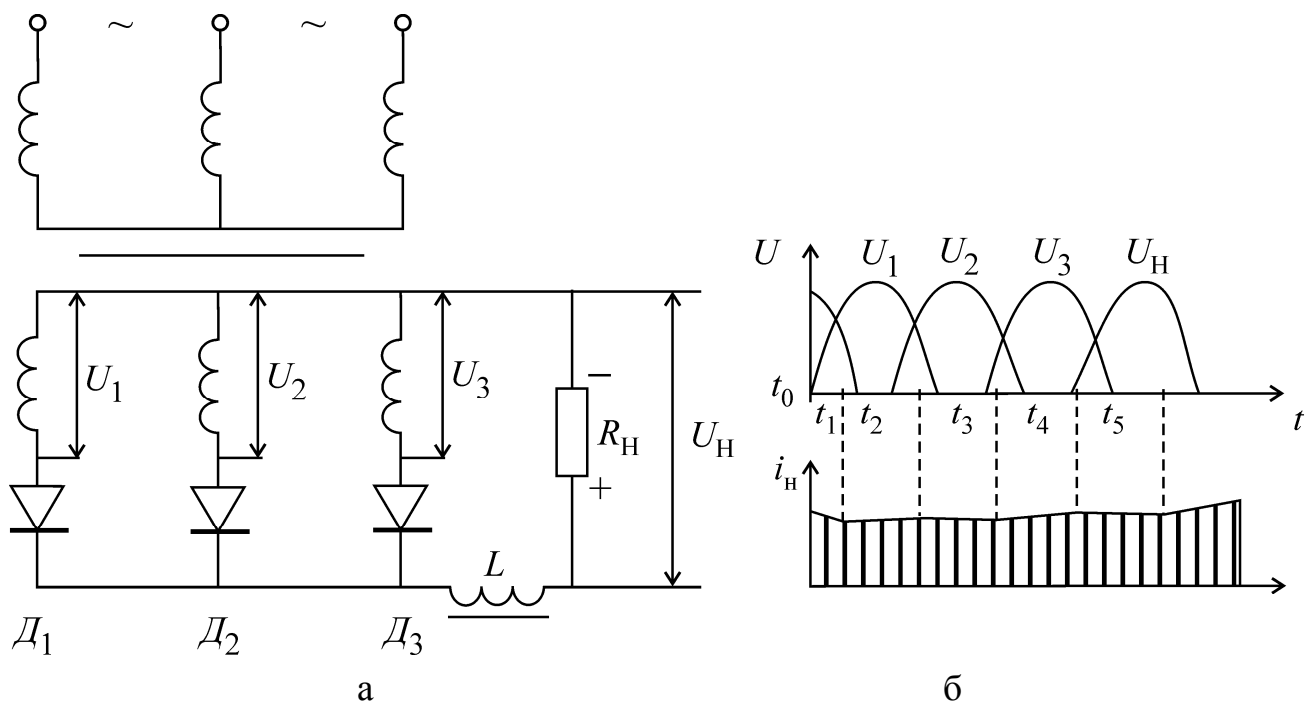


Рис. 6.13. Трехфазный выпрямитель с индуктивной нагрузкой:
а – схема; б – диаграммы

Форма тока вентиля и выпрямленного напряжения зависит от соотношения реактивного сопротивления дросселя сглаживающего фильтра и сопротивления нагрузки. При $m\omega L / R < 1$ форма тока каждого вентиля аналогична предыдущему случаю и отличается значением угла отсечки ($\theta = \pi/3$, вместо $\theta = \pi/2$). При $m\omega L / R > 1$ работа выпрямителя приобретает существенные особенности.

Форма обратного напряжения на вентиле остается такой же, как и при работе выпрямителя на активную нагрузку.

Основные особенности схемы:

- 1) пульсации выпрямленного напряжения на индуктивной нагрузке меньше, чем на активной нагрузке;
- 2) сглаживающее действие дросселя эффективнее при низкоомной нагрузке и при большем числе фаз вторичной обмотки трансформатора;
- 3) амплитуда тока вентиля близка к среднему значению тока в нагрузке;
- 4) длительность работы вентиля такая же, как и при работе выпрямителя на активную нагрузку.

6.6. Регулирование выпрямленного напряжения

В ряде случаев требуется регулирование питающего напряжения: например, при лабораторных исследованиях и заводских испытаниях радиотехнических устройств, при подготовке пуска мощных радиоустановок и т. д.

Регулирование выпрямленного напряжения может осуществляться:

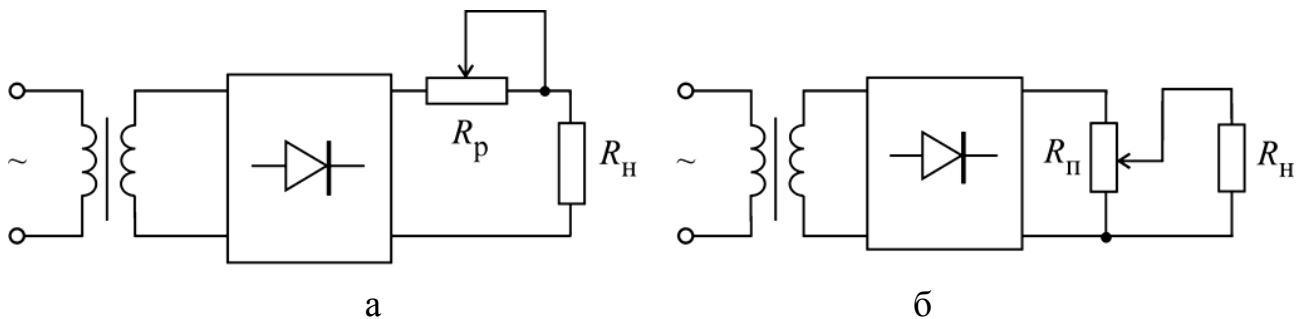
- 1) изменением напряжения на выходе выпрямителя по постоянному току;
- 2) изменением напряжения на входе выпрямителя по переменному току;
- 3) с помощью управляемых вентиляей;

4) комбинированием методов, указанных в разд. 1–3.

Величину напряжения регулируют либо от нуля до номинального значения, либо в некоторых пределах, близких к этому значению. В первых двух способах основными регулировочными элементами являются реостаты, трансформаторы и автотрансформаторы, в третьем – регулируются параметры управляемых вентилях (электронных ламп, газоразрядных и полупроводниковых приборов).

Регулирование напряжения на выходе выпрямителя

Выпрямленное выходное напряжение непосредственно изменяют с помощью реостата, включенного последовательно с нагрузкой, или потенциометра, включенного параллельно нагрузке. Реостатом R_p (рис. 6.14, а) регулируется ток в цепи на выходе выпрямителя, а значит, и напряжение на нагрузке R_n .



а – с помощью реостата; б – потенциометра

Это направление может изменяться от минимальной величины (при крайне правом положении движка реостата) до максимума (при крайнем левом положении движка реостата). Недостатком данного способа является зависимость выходного напряжения от сопротивления нагрузки. Это вызвано тем, что падение напряжения на реостате зависит от тока нагрузки. Уменьшение сопротивления реостата ослабляет зависимость выходного напряжения от нагрузки, но снижает пределы его регулирования.

С помощью потенциометра (рис. 6.14, б) напряжение на нагрузке можно изменить от нуля до максимальной величины. Для уменьшения влияния сопротивления нагрузки на величину выходного напряжения сопротивление регулировочного потенциометра должно быть меньше сопротивления нагрузки: $R_n \leq (0,2 \div 0,3)R_n$. Данный способ регулирования менее экономичен, чем предыдущий. Поэтому рассмотренные способы регулирования могут применяться при мощности выпрямленного тока единицы-десятки Ватт, когда КПД выпрямителя не имеет существенного значения.

Применение той или иной схемы зависит не только от требуемых пределов регулирования выходного напряжения. Схема регулирования должна обеспечить прохождение тока нагрузки через выпрямитель. Например, при питании управляющей или защитной сетки лампы, когда требуется подавать отрицательное смещение, схему рис. 6.14, а применять нельзя, так как направление сеточного тока встречено направлением полярности выпрямителя и цепь сетки лампы будет разорвана по постоянному току. Направление тока

экранной сетки совпадает с направлением полярности выпрямителя экранного питания, поэтому применение схем рис. 6.14, *а* или 6.14, *б* определяется уже особенностями лампы (например, лучевой или нелучевой тетрод).

Регулирование напряжения на входе выпрямителя

Для регулирования выпрямленного напряжения по переменному току первичная обмотка трансформатора включается последовательно с реостатом (рис. 6.15, *а* или параллельно потенциометру (рис. 6.15, *б*).

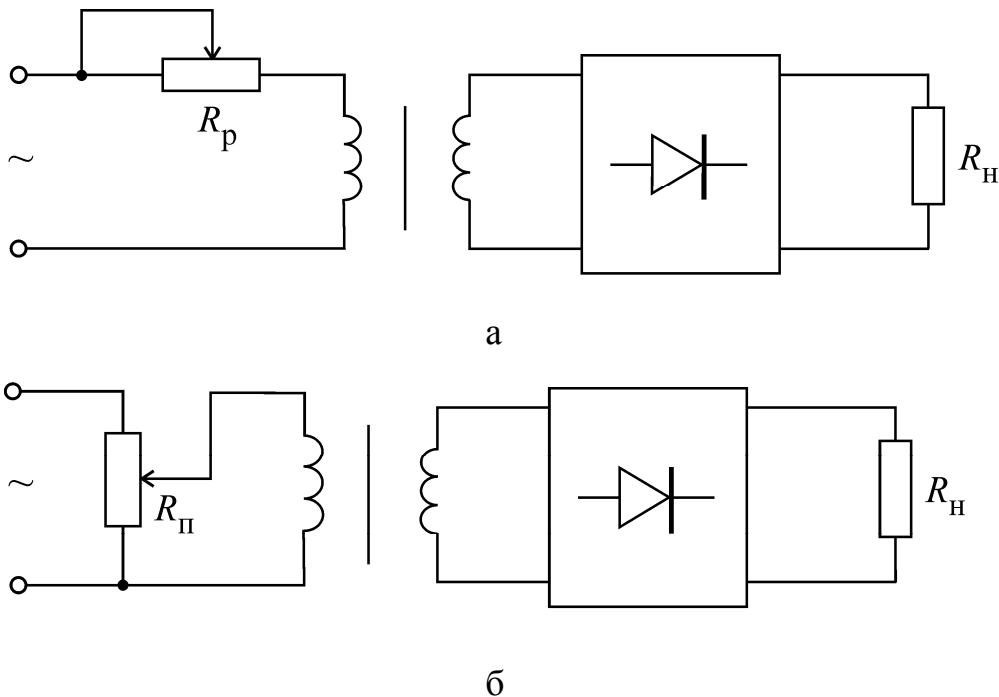


Рис. 6.15. Схема регулирования напряжения на входе выпрямителя:
а – с помощью реостата; б – с помощью потенциометра

Основной недостаток, присущий аналогичным схемам на постоянном токе, – значительные потери мощности – остается и для данного случая. Более экономичной является схема, в которой реостат заменен регулируемой индуктивностью в виде дросселя с подвижным сердечником, позволяющим регулировать воздушный зазор, а значит и величину индуктивности.

Регулировать индуктивность дросселя можно с помощью пропускания по его вспомогательной обмотке постоянного тока. Такие дроссели называются дросселями насыщения (рис. 6.16, *а*).

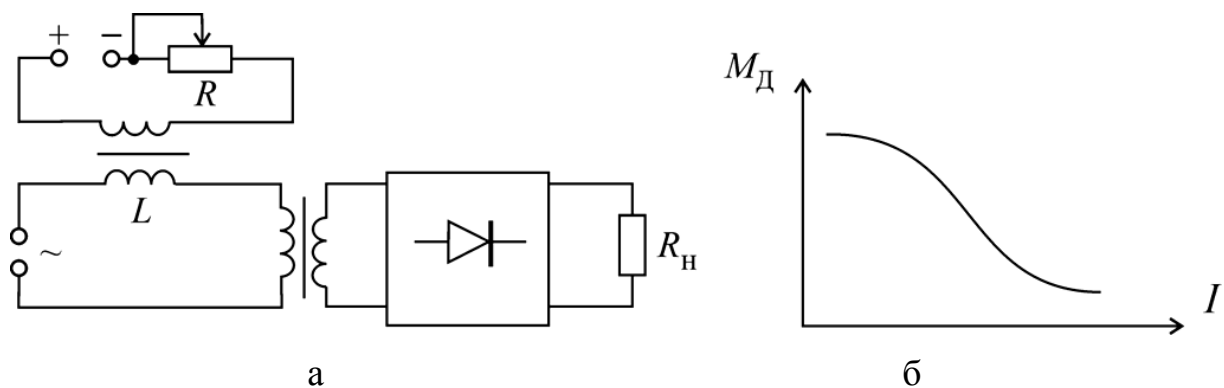
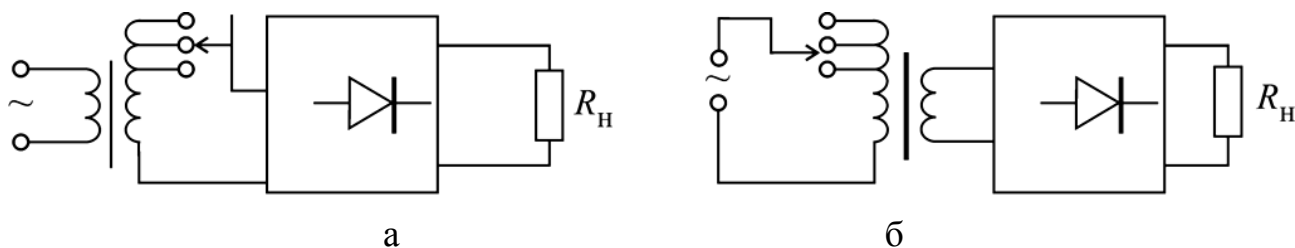


Рис. 6.16. Схема регулирования выпрямленного напряжения: а – с помощью дросселя насыщения L (а); б – зависимость магнитной проницаемости материала сердечника от подмагничивающего тока

Вспомогательная обмотка, называется подмагничивающей или обмоткой управления, наматывается на средний стержень Ш-образного сердечника. На боковые стержни сердечника дросселя наматывается рабочая обмотка в виде двух полуобмоток. При намотке рабочей обмотки в виде двух полуобмоток магнитные потоки от них в среднем стержне имеют встречное направление, и наводимая ЭДС в подмагничивающей обмотке равна нулю.

Из рис. 6.16, б видно, что с увеличением тока в подмагничивающей обмотке магнитная проницаемость μ сердечника уменьшается, а значит уменьшается индуктивность дросселя ($L = K\omega^2\mu$, где K – коэффициент пропорциональности) и реактивное сопротивление. Таким образом, регулирование тока в обмотке подмагничивания с помощью реостата обеспечивает регулирование напряжения на входе выпрямителя. Применение дросселя насыщения не приводит к заметному снижению КПД выпрямителя, но искажает синусоидальную форму выходного напряжения и уменьшает $\cos\varphi$. Поэтому для мощных выпрямителей этот способ не рекомендуется.

Более распространены и экономичны трансформаторы и автотрансформаторы с регулируемым коэффициентом трансформации. Этот способ применяется для выпрямителей разной мощности. В схемах, показанных на рис. 6.17, а и 6.17, б, коэффициент трансформации выпрямителя меняется скачком. В схеме рис. 6.17, а при перемещении движка переключателя вниз напряжения на входе выпрямителя и на нагрузке уменьшаются, а в схеме рис. 6.17, б – увеличиваются.



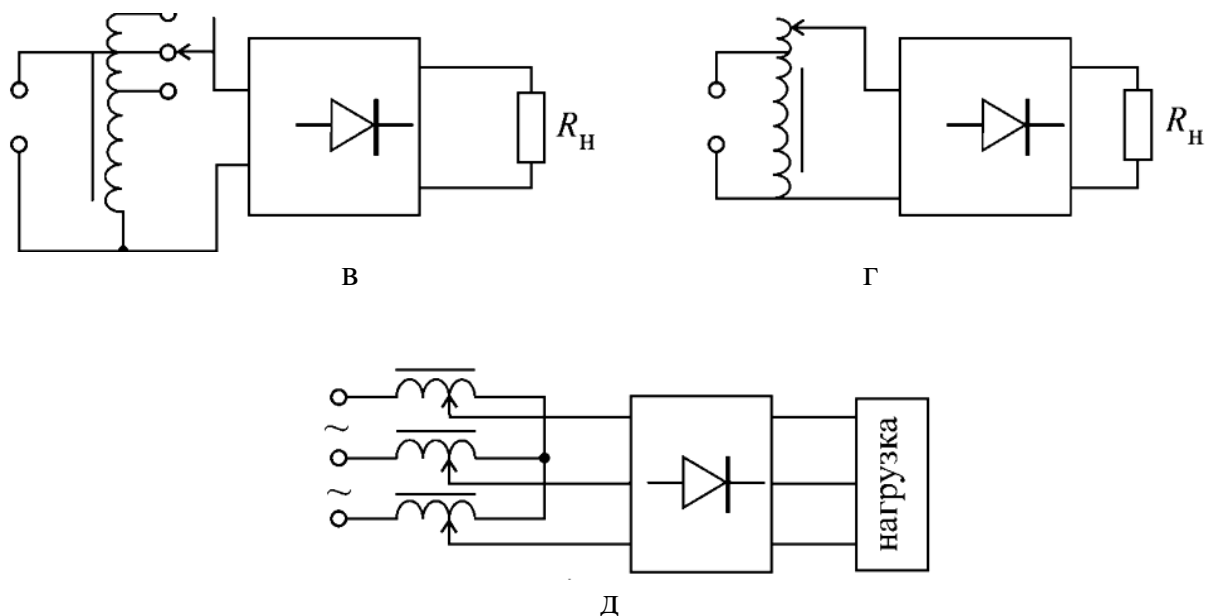


Рис. 6.17. Схема регулирования выходного напряжения изменением коэффициента трансформации:

a – двухобмоточная прямая; *б* – двухобмоточная обратная; *в* – однообмоточная прямая; *г* – однообмоточная обратная; *д* – трехобмоточная

Выбор схемы регулирования зависит от конкретных условий. При регулировании высоковольтного напряжения целесообразно применять схему рис. 6.17, *б*, так как в ней напряжение коммутируется по низковольтной первичной цепи, что упрощает выбор переключателя. В схемах рис. 6.17, *в*, *г*, *д* входное сопротивление выпрямителя регулируется с помощью автотрансформатора, причем в схеме рис. 6.17, *в* скачком при изменении положения переключателя, а в схеме рис. 6.17, *г*, *д* плавно. Точность регулирования в схемах рис. 6.17, *а*, *б*, *в* зависит от числа отводов обмотки трансформатора (автотрансформатора).

Промышленностью выпускаются различного типа автотрансформаторы с плавной регулировкой напряжения в однофазном (рис. 6.17, *г*) и трехфазном (рис. 6.17, *в*) исполнениях на мощность от 0,5 до десятков кВ·А. Однофазный трансформатор типа ЛАТР (лабораторный автотрансформатор регулировочный) имеет тороидальный сердечник с намотанной в один слой обмоткой, по которой перемещается угольный или щеточный контакт.

Фазорегуляторы

Фазорегуляторы, применяемые для управляемых выпрямителей, могут выполняться на RC или RL -цепочках. Рассмотрим действие фазорегулятора с фазосдвигающей цепочкой RC (рис. 6.18).

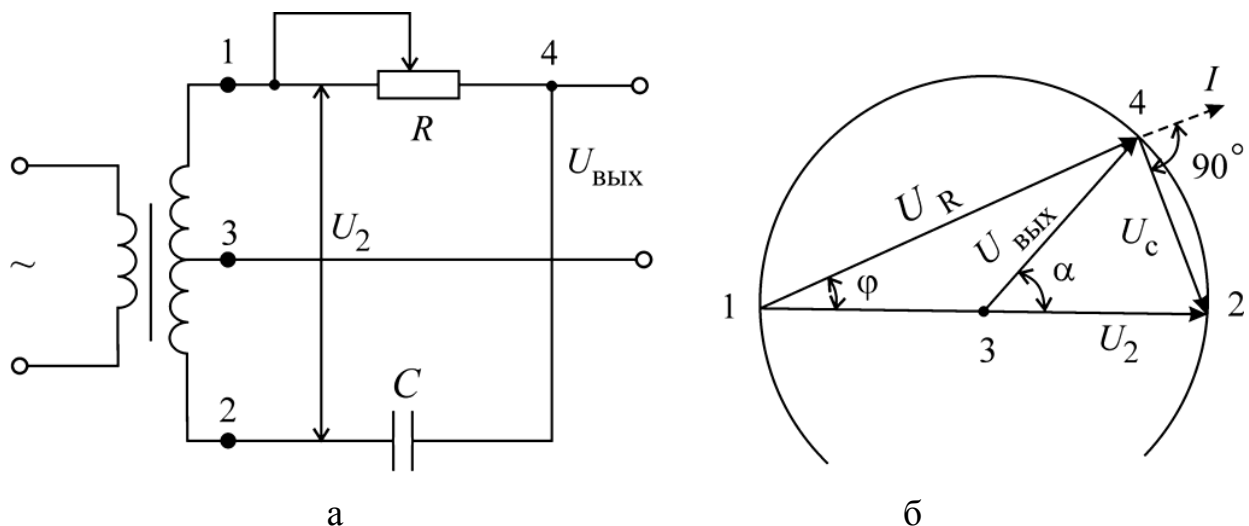


Рис. 6.18. Фазорегулятор с цепочкой RC:
а – схема; б – векторная диаграмма

Фазорегулятор можно представить в виде моста, в котором два плеча образованы половинами вторичной обмотки трансформатора и два плеча – реостатом R и конденсатором C . Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ сдвинуто по фазе на угол α относительно напряжения U_2 вторичной обмотки. Напряжение U_2 приложено к цепи RC , по которой протекает ток I , опережающий напряжение U_2 на угол φ , так как цепь RC имеет емкостной характер. Напряжение на реостате R совпадает по направлению с током I , напряжение на конденсаторе отстает от тока на 90° .

Рассмотрим векторную диаграмму фазорегулятора: точки 1–4 на диаграмме соответствуют аналогичным точкам схемы. Вектор напряжения на реостате U_R выходит из точки 1 и сдвинут на угол φ относительно вектора напряжения U_2 . Вектор напряжения на конденсаторе U_C выходит из точки 2 перпендикулярно вектору U_R . Геометрическая сумма векторов U_R и U_C равна суммарному вектору U_2 .

Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ снимается с точек 3, 4, поэтому его вектор будет выходить из точки 3 на середине вектора U_2 . Конец вектора $U_{\text{вых}}$ находится в точке 4. Векторы U_R и U_C всегда взаимно перпендикулярны, поэтому при изменении сопротивления реостата конец вектора $U_{\text{вых}}$ будет описывать окружность с радиусом, равным $U_{\text{вых}}$. При изменении сопротивления реостата от максимума до нуля длина вектора U_R меняется от значения, близкого к U_2 (при достаточно большой емкости конденсатора), до нуля. Угол α , являющийся выходным параметром фазорегулятора, при этом меняется от нескольких градусов до 180° .

На рис. 6.19 приведены схема фазорегулятора с фазосдвигающей цепочкой RL и векторная диаграмма напряжений в нем.

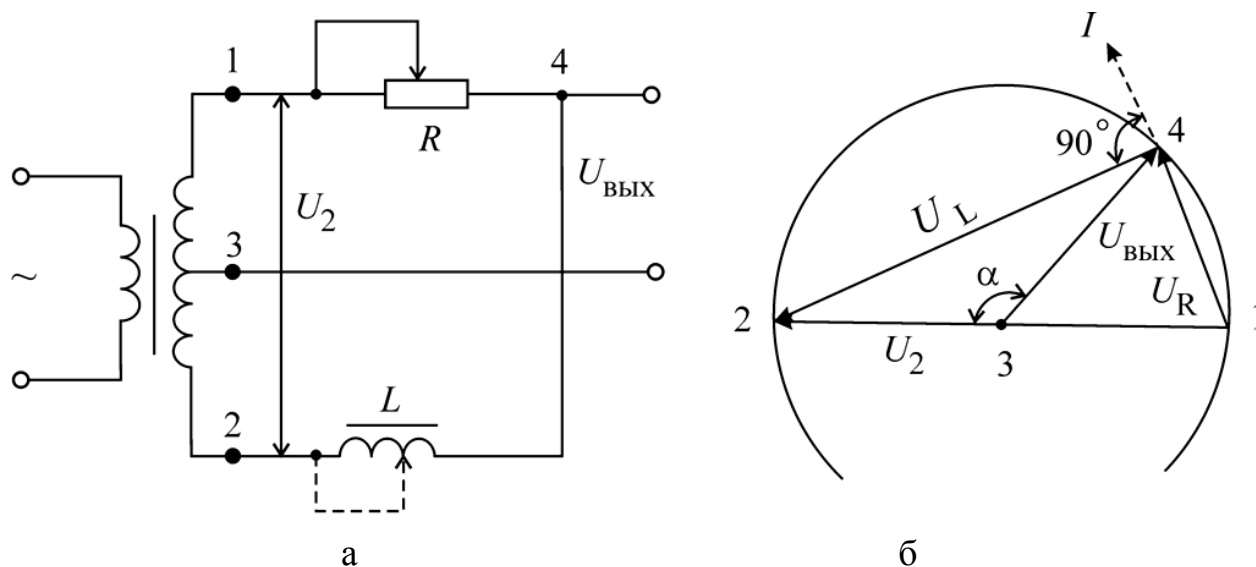


Рис. 6.19. Фазосдвигатель:
а – схема; б – векторная диаграмма

Ток в цепи RL отстает от напряжения U_2 на угол φ из-за ее индуктивного характера. Вектор U_R совпадает с вектором тока I , а вектор напряжения U_L перпендикулярен вектору U_R , причем сумма этих векторов равна вектору напряжения U_2 . Изменяя сопротивление реостата, можно изменять угол регулирования от величины $\alpha = 90^\circ$ при $\omega L = R_{\max}$ до 180° при $R = 0$.

Если одновременно с изменением сопротивления реостата изменять индуктивность L в значительных пределах, то можно получить изменения угла α почти от нуля до 180° . В качестве регулируемой индуктивности применяют дроссель насыщения, в котором изменение индуктивности достигается изменением подмагничивающего тока.

6.7. Сглаживающие фильтры

Пульсации выпрямленного напряжения ухудшают или делают совершенно невозможной работу радиоэлектронных устройств. Так, например, пульсации выходного напряжения выпрямителей, питающих каскады передатчиков, приемников, усилителей являются причиной фоно-звуковых колебаний с частотой пульсаций. В электронно-лучевых трубках пульсации могут вызвать периодическое изменение яркости свечения, появление на экране трубки полос и т. д. Наличие пульсаций может привести к ложному срабатыванию автоматических устройств и механизмов. Поэтому на выходе выпрямителя необходим **сглаживающий фильтр**, доводящий пульсации выпрямленного напряжения до допустимой величины, практически не влияющей на работу радиоэлектронных устройств.

Коэффициент пульсаций в процентах определяется как отношение амплитуды первой гармоники переменной составляющей (частота пульсаций) выпрямленного напряжения U_m к среднему значению выпрямленного напряжения в нагрузке:

$$K_n = \frac{U_{\sim m}}{U_0} 100. \quad (0.42)$$

Способность фильтра снижать пульсации выпрямленного напряжения количественно оценивается коэффициентом сглаживания или **коэффициентом фильтрации**:

$$q = K_{п. вх} / K_{п. вых} \quad (0.43)$$

где $K_{п. вх}$ – коэффициент пульсаций на входе фильтра; $K_{п. вых}$ – коэффициент пульсаций на выходе фильтра.

Кроме основного требования – обеспечения необходимого сглаживания – к фильтру предъявляется еще ряд дополнительных.

1. Фильтр не должен вносить заметных искажений в работу нагрузки, что особенно важно при импульсном характере нагрузки.

2. Фильтр не должен создавать значительных перенапряжений и бросков тока при включении и выключении выпрямителя или его нагрузки.

3. Во избежание возникновения резонансных явлений, приводящих к резкому возрастанию пульсаций выпрямленного напряжения, собственная частота фильтра в целом и отдельных его звеньев должна резко отличаться от основной частоты пульсаций, гармоник этой частоты, а также частоты сети. Это требование легче выполнить, если собственная частота фильтра значительно ниже частоты пульсаций.

4. Потери мощности и падение постоянной составляющей напряжения в фильтре должны быть минимальными.

5. Высокая надежность работы.

6. Малые габариты, масса и стоимость.

Индуктивные и емкостные фильтры

Индуктивный фильтр представляет собой катушку с ферромагнитным сердечником (дроссель), включаемую последовательно с нагрузкой (рис. 6.20).

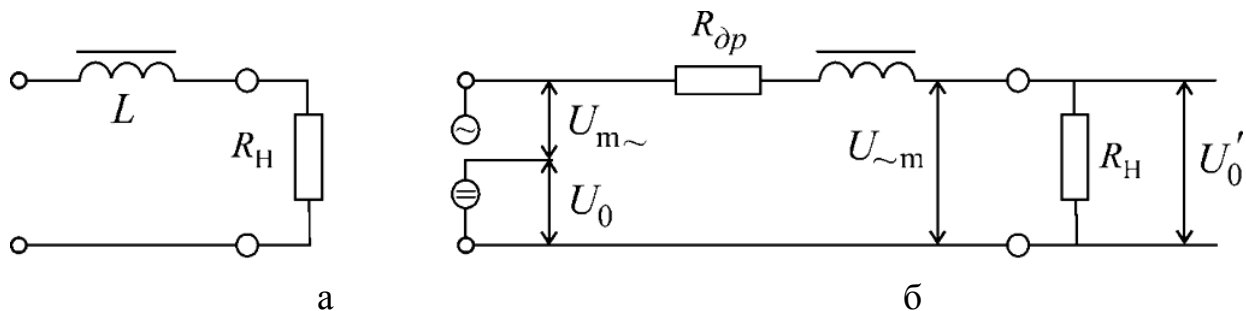


Рис. 6.20. Схемы индуктивного фильтра:
а – принципиальная; б – эквивалентная

Внутреннее сопротивление источника питания примем равным нулю. Обозначим U_0 и U'_0 соответственно постоянные напряжения на входе и выходе фильтра; U_m и U'_m – амплитуды напряжения первой гармоники частоты пульсаций на входе и выходе фильтра; R_{dp} – активное сопротивление дросселя фильтра.

Коэффициент пульсаций на входе фильтра (или на нагрузке, когда фильтр отсутствует) определяется:

$$K_{n. \text{ вх}} = \frac{U_{\sim m}}{U_0} = \frac{I_{\sim m} R_H}{I_0 R_H} = \frac{I_{\sim m}}{I_0}, \quad (0.44)$$

где $I_{\sim m}$ – амплитуда тока первой гармоники частоты пульсаций.

При включении фильтра коэффициент пульсаций на выходе:

$$K_{n. \text{ вых}} = \frac{U'_{\sim m}}{U'_0},$$

где $U'_{\sim m} = I_{\sim m} R_H$ и $U'_0 = I_0 R_H$;

$$I'_{\sim m} = \frac{U_{\sim m}}{\sqrt{(R_H + R_{\partial p})^2 + X_{\partial p}^2}} = \frac{U_{\sim m}}{\sqrt{(R_H + R_{\partial p})^2 + (m\omega L_{\partial p})^2}};$$

$$I_0 = \frac{U}{R_H + R_{\partial p}},$$

и коэффициент пульсаций на выходе фильтра:

$$\begin{aligned} K_{n. \text{ вых}} &= \frac{I'_{\sim m} R_H}{I_0 R_H} = \frac{\frac{U_{\sim m}}{\sqrt{(R_H + R_{\partial p})^2 + (m\omega L_{\partial p})^2}}}{\frac{U}{R_H + R_{\partial p}}} = \\ &= \frac{R_H + R_{\partial p}}{\sqrt{(R_H + R_{\partial p})^2 + (m\omega L_{\partial p})^2}} \cdot \frac{U_{\sim m}}{U} = \\ &= K_{n. \text{ вх}} \frac{R_H + R_{\partial p}}{\sqrt{(R_H + R_{\partial p})^2 + (m\omega L_{\partial p})^2}}, \end{aligned} \quad (0.45)$$

где m – коэффициент, зависящий от схемы выпрямления;

$\omega = 2\pi f$;

f – частота сети; $m\omega = \omega_h$ – угловая частота пульсаций.

Тогда коэффициент сглаживания фильтра определяется следующим образом:

$$q = \frac{K_{n. \text{ вх}}}{K_{n. \text{ вых}}} = \frac{\sqrt{(R_H + R_{\partial p})^2 + (m\omega L_{\partial p})^2}}{R_H + R_{\partial p}}. \quad (0.46)$$

Так как $R_{\partial p} \ll R_H$,

$$q \cong \frac{\sqrt{R_H^2 + (m\omega L_{\partial p})^2}}{R_H}, \text{ откуда } L_{\partial p} = \frac{\sqrt{q^2 R_H^2 - R_H^2}}{m\omega} = \frac{\sqrt{R_H^2 (q^2 - 1)}}{m\omega},$$

а для получения достаточно хорошего сглаживания $q \gg 1$, тогда

$$L_{\partial p} = \frac{R_n q}{m\omega}; \quad q = \frac{m\omega L_{\partial p}}{R_n}. \quad (0.47)$$

Как видно из (6.11), для получения достаточно высокого коэффициента сглаживания нужно увеличить индуктивность дросселя, число фаз m и уменьшать сопротивления нагрузки. Поэтому индуктивные сглаживающие фильтры применяются в многофазных мощных выпрямителях.

Достоинствами индуктивного фильтра являются простота схемы, небольшие потери мощности и незначительная зависимость выходного напряжения от изменения сопротивления нагрузки.

Недостатки фильтра.

1. Перенапряжения, возникающие при отключении нагрузки или резком изменении ее величины. Это объясняется появлением ЭДС самоиндукции дросселя при резком изменении тока нагрузки.

2. Непостоянство сглаживающего действия фильтра при изменении сопротивления нагрузки. Через дроссель протекает переменная и постоянная составляющие тока, причем последняя значительно больше по величине. Постоянный ток нагрузки создает в дросселе постоянное подмагничивающее поле, уменьшающее действующее значение магнитной проницаемости μ_{∂} сердечника (см. рис. 6.16, б). С увеличением тока нагрузки значение μ_{∂} (а значит, и индуктивность дросселя) уменьшается и сглаживающее действие дросселя снижается. Для уменьшения подмагничивающего поля в сердечнике дросселя предусматривается воздушный зазор.

Одно из главных требований к дросселю – обеспечение постоянства индуктивности при изменении тока нагрузки. Применение воздушного зазора позволяет получить большую линейность характеристики намагничивания сердечника дросселя. Расчет оптимального зазора, обеспечивающего достаточную линейность характеристики, проводится по соответствующим графикам и формулам.

Емкостный фильтр (рис. 6.21, а) представляет собой конденсатор, включенный параллельно нагрузке. Эквивалентная схема емкостного фильтра приведена на рис. 6.21, б. При однополупериодном выпрямлении конденсатор C фильтра заряжается импульсом тока через вентиль и разряжается на нагрузку R_n один раз в течение периода сети. В многофазном выпрямителе заряд и разряд конденсатора происходит с частотой пульсации $f_n = m / T_c$, где $T_c = 1 / f$ – период сетевого напряжения U_c .

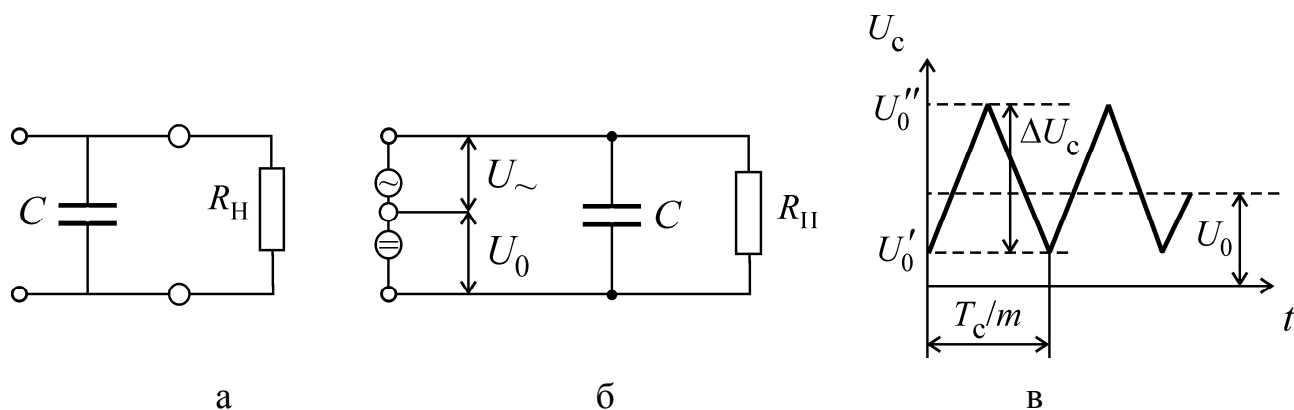


Рис. 6.21. Емкостный фильтр:

а – принципиальная схема; б – эквивалентная схема; в – диаграммы напряжения на конденсаторе фильтра

Напряжение на нагрузке $U = U'_0 + \Delta U_c / 2$ (рис. 6.21, в). Изменение напряжения на нагрузке ΔU_c зависит, в основном, от емкости конденсатора C сопротивления нагрузки R_H .

Это изменение напряжения представляет собой удвоенную амплитуду пульсаций: $\Delta U_c = 2U_{\sim m}$.

Коэффициент пульсаций напряжения нагрузки определяется по формуле

$$K_n = \frac{U_{\sim m}}{U_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta U_c}{U_0}. \quad (0.48)$$

Значение ΔU_c определяется из выражения $i_c = C \frac{dU_c}{dt}$, откуда

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \int_0^{T_c/m} i_c dt.$$

Считая в первом приближении ток разряда конденсатора равным среднему значению выпрямленного тока $i_c \cong I_0$, получаем

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \int_0^{T_c/m} I_0 dt = I_0 \frac{1}{C} \frac{T_c}{m} = I_0 \frac{1}{mfC}. \quad (0.49)$$

Подставляя значение ΔU_c из (6.13) в (6.12), получаем

$$K_n = \frac{1}{2} \frac{I_0}{U_0} \frac{1}{mfC},$$

а так как $U_0 / I_0 = R_H$, то $K_n = \frac{1}{2mfCR_H}$. Выражая коэффициент

пульсаций в процентах, сопротивление нагрузки в омах, емкость конденсатора в микро-фарадах и частоту сети в герцах, получим

$$K_n = \frac{10^8}{2mfCR_n}. \quad (0.50)$$

Из (6.14) следует, что получить достаточно малое значение коэффициента K_n при заданной емкости конденсатора можно при большом сопротивлении нагрузки, поэтому емкостной фильтр применяют в маломощных выпрямителях. Формула (6.14) справедлива для определения коэффициента пульсаций, когда его величина не превышает нескольких процентов (2–3 %).

Основное достоинство фильтра – простота, к недостаткам можно отнести:

- 1) большую величину зарядного тока конденсатора, а, следовательно, большую амплитуду прямого тока через вентиль в выпрямителе;
- 2) большую величину обратного напряжения на вентиле.

Кроме того, при емкостных фильтрах нельзя применять выпрямители с газоразрядными вентилями, так как из-за малого времени протекания тока вентили могут не успевать зажигаться, что приводит к пропуску фазы.

Индуктивно-емкостные фильтры

Индуктивно-емкостный фильтр представлен на рис. 6.22 в виде Г-образного фильтра, входным элементом которого является индуктивность дросселя Dp . При соблюдении условия $X_{dp} > X_c$, т. е.

$$m\omega L_{dp} > \frac{1}{m\omega C} \text{ и } X_{dp} > R_n, \quad (0.51)$$

реакция фильтра будет индуктивного характера. Дроссель и конденсатор, используемые совместно, более эффективно выполняют функции сглаживания, чем при раздельном включении, если выполняются неравенства

$$X_{dp} \gg R_n \text{ и } X_c \ll R_n. \quad (0.52)$$

Если конденсатор отключить, то при одной индуктивности амплитуда переменной составляющей тока в цепи нагрузки составит

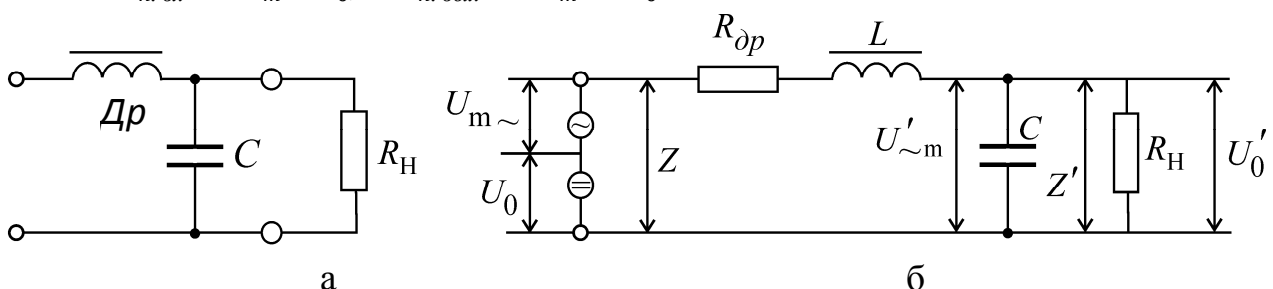
$$I_{\sim m} = \frac{U_{\sim m}}{X_{dp} + R_n}.$$

При подключении конденсатора ток возрастает до значения $I_{\sim m} = U_{\sim m} / X_{dp}$, благодаря чему возрастают фильтрации напряжения на дросселе и уменьшаются пульсации на нагрузке.

Коэффициент сглаживания фильтра

$$q = K_{n. \text{ вх}} / K_{n. \text{ вых}},$$

$$\text{где } K_{n. \text{ вх}} = U_{\sim m} / U_0, \text{ а } K_{n. \text{ вых}} = U_{\sim m} / U'_0.$$



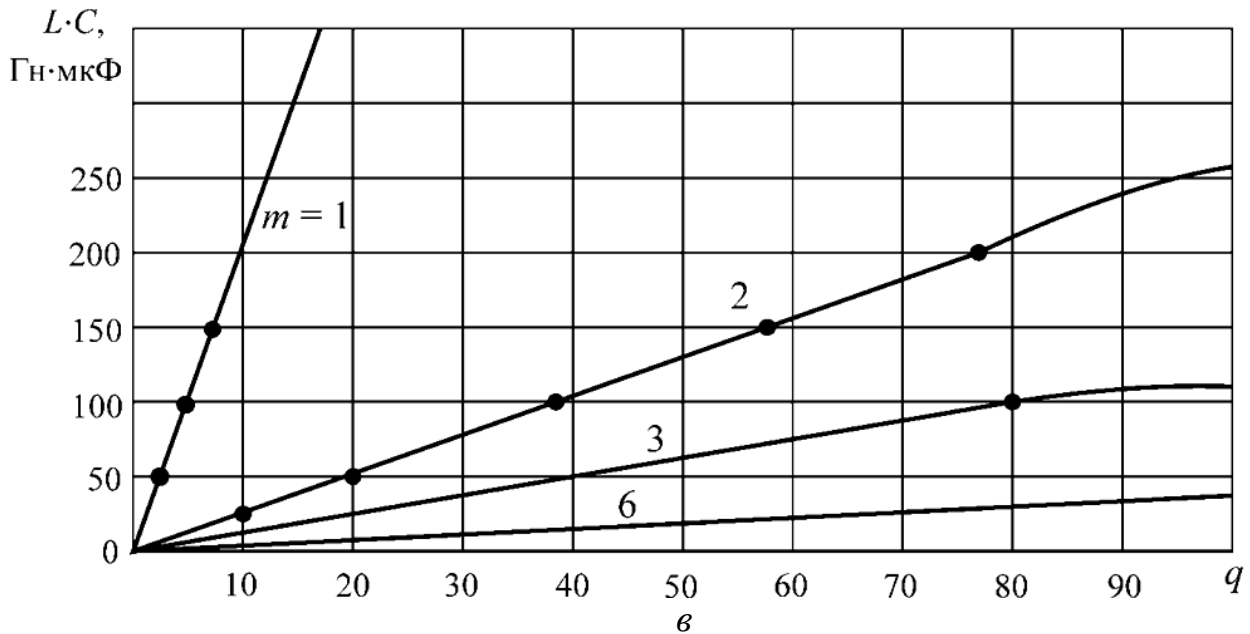


Рис. 6.22. Г-образный индуктивно-емкостный фильтр:
а – принципиальная схема; *б* – эквивалентная схема; *в* – график для
 определения значений LC

Амплитуда напряжения частоты пульсаций на входе и выходе фильтра определяются соответственно:

$$U_{\sim m} = I_{\sim m} Z; \quad U'_{\sim m} = I_{\sim m} Z',$$

где Z и Z' – полные или общие сопротивления на входе и выходе фильтра (рис. 6.22, *б*).

Учитывая, что $R_n \gg X_c$, $R_{dp} \ll X_{dp}$, а $Z = R_{dp} + X_{dp} + Z'$ и $Z' = -j \frac{1}{m\omega C}$, а также, пренебрегая падением напряжения на дросселе от постоянной составляющей тока, т. е. допуская $U_0 = U'_0$, можно записать

$$q = K_{n. \text{ вх}} / K_{n. \text{ вых}} = U_{\sim m} / U'_{\sim m} = Z / Z'.$$

Переходя от комплексных величин Z и Z' к модулям, получаем

$$q = \frac{|Z|}{|Z'|} = \frac{m\omega L - \frac{1}{m\omega C}}{1/m\omega C} = m^2 \omega^2 LC - 1 \quad (0.53)$$

$$\text{или} \quad LC = \frac{q+1}{m^2 \omega^2}.$$

Из полученного выражения следует, что значения L и C тем меньше, чем больше число фаз выпрямления m и выше частота сети. Выразая индуктивность в генри, а емкость конденсатора в микрофарадах, получаем:

$$f = 50 \text{ Гц}; \quad LC = \frac{10(q+1)}{m^2}; \quad (0.54)$$

на частоте сети

$$f = 400 \text{ Гц}; LC = \frac{0,16(q+1)}{m^2}. \quad (0.55)$$

По этим выражениям, задавая емкость фильтра, можно найти индуктивность. Для получения индуктивного характера фильтра на выпрямитель необходимо выполнение неравенства (6.15). Для исключения резонансных явлений собственная частота фильтра ω_0 должна быть ниже частоты пульсаций, что достигается выполнением условия $\omega_0 \leq 0,5m\omega$, где $\omega = 1/\sqrt{LC}$ – собственная частота фильтра, и тогда $LC \geq 4/m^2\omega^2$. Учитывая (6.17), получаем

$$q \geq 3 \text{ при } \omega_0 \leq 0,5m\omega. \quad (0.56)$$

Таким образом, для исключения возможности резонансных явлений значения L , C должны обеспечивать коэффициент сглаживания не менее трех. На рис. 6.22, в приведен график, позволяющий по известным значениям q , m и частоте сети 50 Гц определять индуктивность дросселя, задавая номинальным значением емкости для конденсаторов данного типа. Из (6.15) для индуктивной реакции фильтра можно получить минимальное значение индуктивности дросселя:

$$L_{\min} = \frac{2R_n}{(m^2 - 1)m\pi f}. \quad (0.57)$$

На рис. 6.23, а показан П-образный фильтр, представляющий собой комбинацию фильтров: емкостного C_1 и Г-образного индуктивно-емкостного LC_2 . Для расчета такого фильтра задаются коэффициентом пульсаций, на входе находят входную емкость, мкФ:

$$C_1 = 100H / K_n R_B,$$

где K_n – в процентах;

R_B – сопротивление фазы выпрямителя, Ом;

H – вспомогательный коэффициент, зависящий от схемы выпрямления и частоты.

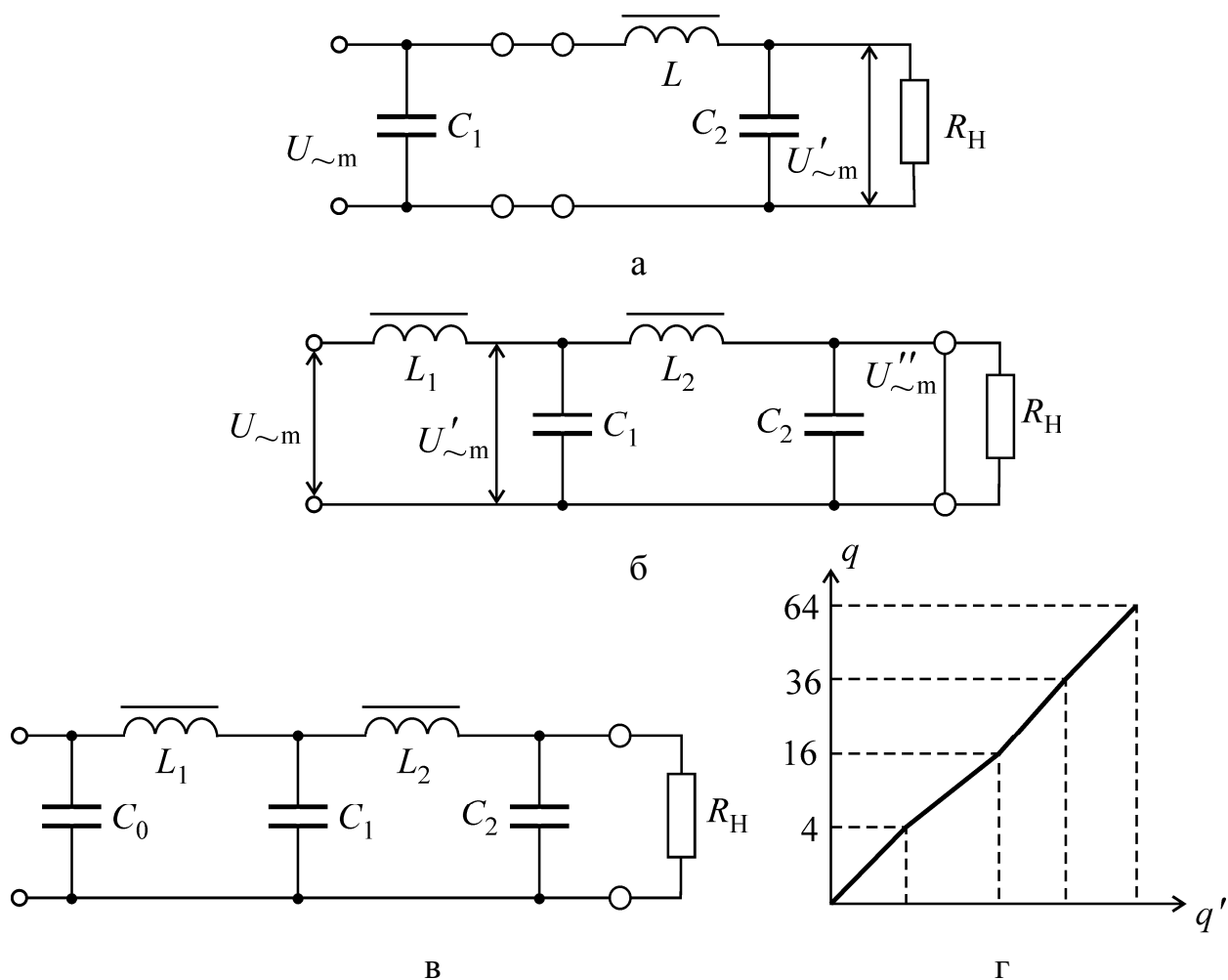


Рис. 6.23. Принципиальные схемы:

а – простейший фильтр; *б* – двухзвенный Г-образный; *в* – комбинированный П- и Г-образный; *г* – график для определения коэффициента сглаживания двухзвенного фильтра

В случае применения электролитических конденсаторов, имеющих небольшую допустимую амплитуду переменного напряжения ($U_{m_{доп}}$), значение K_n должно быть не более 10 %. Исходя из допустимого значения $K_{n.вых}$, находят коэффициент сглаживания и по (6.18) и (6.19) рассчитывают элементы Г-образного фильтра. Для однотипности конденсаторов рекомендуется принимать $C_1 = C_2$. При необходимости высоких значений коэффициента сглаживания ($q > 50$) более экономично применение многозвенных фильтров, что позволяет уменьшить габариты дросселя. Для двухзвенного LC-фильтра в виде последовательного соединения двух Г-образных фильтров (рис. 6.23, б) коэффициент сглаживания определяется:

$$q = \frac{K_{n.вых}}{K_{n.вх}} = \frac{U_{\sim m}}{U_0} / \frac{U''_{\sim m}}{U''_0}.$$

Пренебрегая падением напряжения постоянного тока на дросселях, имеем

$$q \approx \frac{U_{\sim m}}{U''_{\sim m}} = \frac{U_{\sim m}}{U'_{\sim m}} \cdot \frac{U'_{\sim m}}{U''_{\sim m}} = q_1 q_2, \quad (0.58)$$

где $q_1 = U_{\sim m} / U'_{\sim m}$ – коэффициент сглаживания первого звена фильтра;

$q_2 = U'_{\sim m} / U''_{\sim m}$ – коэффициент сглаживания второго звена.

Из (6.22) следует, что коэффициент сглаживания двухзвенного фильтра равен произведению коэффициентов сглаживания отдельных звеньев.

Коэффициент сглаживания фильтра из n звеньев определяется $q = q_1 q_2 \dots q_n$, и при $q_1 = q_2 = \dots q_n$ получим

$$q = q_1^n. \quad (0.59)$$

Сравним коэффициенты сглаживания однозвенного и двухзвенного Г-образного фильтра, считая, что их суммарные емкости и индуктивности одинаковы, т. е.

$$L = L_1 + L_2 = 2L_1; \quad C_1 + C_2 = 2C_1. \quad (0.60)$$

Из (6.17) для Г-образного фильтра, пренебрегая единицей в правой части выражения при $q > 10$, получаем для однозвенного фильтра:

$$q' = m^2 \omega^2 2L_1 \cdot 2C_1; \quad (0.61)$$

и для двухзвенного фильтра:

$$q = (q_1)^2 = (m^2 \omega^2 L_1 C_1)^2, \quad (0.62)$$

где $q_1 = m^2 \omega^2 L_1 C_1$ – коэффициент сглаживания одного звена в двухзвенном фильтре.

Из (6.25) и (6.26) видно, что $m^2 \omega^2 L_1 C_1 = q_1 / 4$

и

$$q = (q')^2 / 16. \quad (0.63)$$

По (6.26) построен график (см. рис. 6.23, з). Из графика следует, что при выполнении условия (6.24) и коэффициенте $q < 16$ эффективнее сглаживание однозвенным фильтром ($(q' > q)$), а при $q > 16$ – двухзвенным.

Если учесть, что два дросселя с индуктивностью L_1 неравноценны по габаритам, массе и стоимости, то двухзвенный фильтр можно считать более экономичным, чем однозвенный лишь при более высоком коэффициенте сглаживания, а именно при $q > 50$.

При расчете двухзвенного фильтра по заданному коэффициенту q и при одинаковых элементах $L_1 = L_2$, $C_1 = C_2$ находят коэффициент сглаживания одного звена $q_1 = \sqrt{q}$, а затем, задаваясь стандартной емкостью фильтра, находят индуктивность одного звена из (6.18) или (6.19). Если на входе двухзвенного фильтра включить конденсатор C_0 , то фильтр будет двухзвенным П-образным (рис. 6.23, в) и расчет его проводится с учетом сказанного о П-образном однозвенном фильтре.

Дроссель фильтра включают в незаземленный провод выпрямителя. При заземленном минусовом проводе это упрощает крепление электролитических конденсаторов, корпус которых соединяется с одним из выводов конденсатора и с шасси устройства. Взаимное расположение дросселя и силового трансформатора выпрямителя должно исключать магнитную связь между ними.

Резистивно-емкостные фильтры

При больших сопротивлениях нагрузки (порядка десятков килоом), т. е. в выпрямителях с мощностью не более 10–12 Вт, применяют активно-емкостные (резистивно-емкостные) RC-фильтры. Коэффициент сглаживания Г-образного RC-фильтра (рис. 6.24, а) определяется:

$$q = \frac{K_{n.вх}}{K_{n.вых}} = \frac{U_{\sim m}}{U_0} / \frac{U'_{\sim m}}{U'_0} = \frac{U'}{U_0} \left| \frac{Z}{Z'} \right|. \quad (0.64)$$

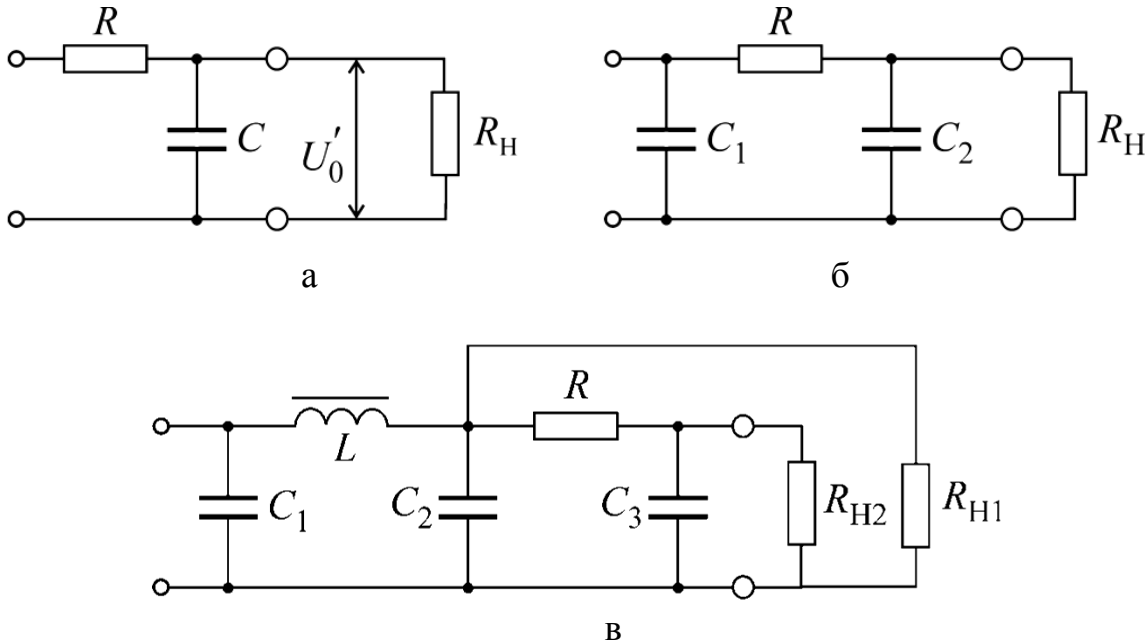


Рис. 6.24. Принципиальные схемы: а – Г-образный RC-фильтр, б – П-образный фильтр, в – двухзвенный LCR-фильтр

Обычно сопротивление резистора не менее $0,2R_H$, поэтому постоянные напряжения U_0 и U'_0 отличаются по величине не менее чем на 20 %. Для получения большого коэффициента сглаживания должно выполняться условие $X_c = 1 / m\omega C \ll R_H$ и $R \gg X_c$. (0.65)

С учетом этого условия можно записать:

$$|Z| \approx \sqrt{R^2 + X_c^2} \approx R; \quad |Z'| = X_c,$$

Тогда (6.28) приобретает вид:

$$q = \frac{U'_0}{U_0} = \frac{R}{X_c}.$$

Учитывая, что $U_0 = I_0(R + R_H)$, а $U'_0 = I_0 R_H$, получим

$$q = \frac{R}{X_c} \cdot \frac{R + R_H}{R_H} = \frac{R}{R_H} (R + R_H) m\omega C.$$

Выражая R и R_H в омах, емкость C в микрофарадах, получим на частоте $f = 50$ Гц

$$RC \frac{R_H}{R + R_H} \approx 3200 \frac{q}{m}; \quad (0.66)$$

на частоте $f = 400$ Гц

$$RC \frac{R_H}{R + R_H} \approx 400 \frac{q}{m}. \quad (0.67)$$

При расчете RC -фильтра значения задаются сопротивлением резистора $R = (0,2 \div 1,0)R_H$ и по (6.30) и (6.31) определяют емкость, обеспечивающую требуемый коэффициент сглаживания, либо емкостью и находят сопротивление резистора. Напряжение на фильтре не должно превышать напряжение нагрузки. Чем больше емкость фильтра, тем меньше сопротивление резистора для получения заданного коэффициента сглаживания.

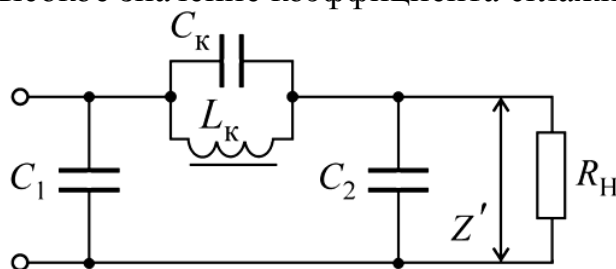
На рис. 6.24, б показан Π -образный RC -фильтр, расчет которого проводят аналогично Γ -образному с учетом емкости на входе фильтра.

Преимущество RC -фильтров заключается в их малых габаритах, массе и стоимости. Основной недостаток – низкий КПД вследствие потерь на резисторе, что допустимо для выпрямителей малой мощности. Двухзвенные фильтры LC и RC (рис. 6.24, в) применяются в выпрямителях с двумя выходными напряжениями, причем для более высокого (нагрузка R_{H1}) допускается больший по величине коэффициент пульсаций. Второе выходное напряжение (нагрузка R_{H2}) будет меньше по величине из-за падения напряжения на резисторе фильтра, и коэффициент пульсаций будет меньше.

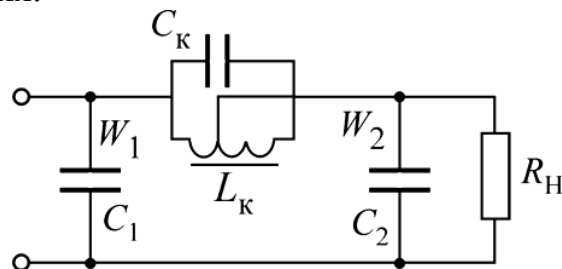
В радиоприемниках LC -фильтр включается перед усилителем мощности, а RC -фильтр – перед предварительным усилителем низкой и каскадами высокой частоты. В анодных цепях ламп и коллекторных цепях транзисторов RC -фильтры играют роль цепной развязки по переменному току соответственно низкой и высокой частоты.

Резонансные фильтры

В резонансном сглаживающем фильтре используется колебательный контур (КК), настроенный на частоту пульсаций. На рис. 6.25, а показан Π -образный фильтр с параллельным резонансным контуром, включенным последовательно с нагрузкой («фильтр-пробка»). При настройке контура в резонанс его сопротивление для тока частоты пульсаций резко возрастает (до десятков килоом), значительно превышая сопротивление Z' , что обеспечивает высокое значение коэффициента сглаживания.



а



б

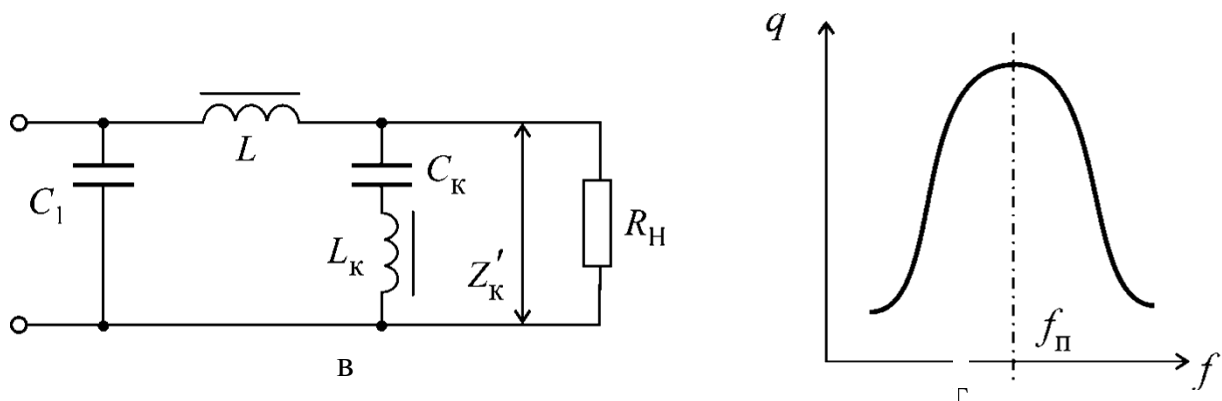


Рис. 6.25. Схемы резонансных фильтров и их частотная характеристика: а, б – с последовательным резонансным контуром; в – с параллельным; г – частотная характеристика

Коэффициент сглаживания Г-образной части фильтра определяется:

$$q = \frac{|Z|}{|Z'|} = \frac{\sqrt{Z_{к.рез}^2 + (Z')^2}}{Z'},$$

где $Z_{к.рез} = L_k / C_k r_k$ – резонансное сопротивление параллельного контура;

r_k – активное сопротивление контура, фактически это активное сопротивление обмотки дросселя;

$Z' = X_{c2}$ – сопротивление на выходе фильтра; $X_{c2} \ll R_n$, так как $Z_{к.рез} \gg Z'$.

Коэффициент сглаживания:

$$q = \frac{Z_{к.рез}}{X_{c2}} = \frac{L_k}{C_k r_k} m \omega C_2. \quad (0.68)$$

Здесь L_k – в генри; r_k – в омах; C_k, C_2 – в микрофарадах.

При расчете задается величина емкости C_1 и находится коэффициент пульсации на входе. Затем задаются емкостью или индуктивностью параллельного контура и из условия резонанса

$$m \omega L_k = \frac{1}{m \omega C_k} \quad (0.69)$$

находят величину другого элемента контура. Далее проводят конструктивный расчет дросселя и находят его активное сопротивление. Коэффициент сглаживания определяется из (6.32).

Основное достоинство резонансного фильтра – более высокий коэффициент сглаживания, чем у ранее описанных LC-фильтров. К недостаткам относятся: зависимость коэффициента сглаживания от частоты сети (рис. 6.25, г), зависимость индуктивности дросселя от тока нагрузки и малое значение коэффициента сглаживания для высших гармоник выпрямленного тока. Для ослабления напряжения высших гармоник последовательно с основным резонансным контуром включается ряд контуров, настроенных на их частоты.

В многофазных выпрямителях ($m \geq 3$) не следует применять резонансные фильтры, если в трехфазном источнике возможна асимметрия фаз. На рис. 6.25, б представлена схема автотрансформаторного включения параллельного контура в П-образном фильтре. При таком включении емкость контура C_k определяется из выражения для эквивалентной емкости:

$$C_{к.э.} = C_k \left(\frac{W_1 + W_2}{W_1} \right)^2, \quad (0.70)$$

которая, в свою очередь, определяется из условия резонанса:

$$1 / m\omega C_{к.э.} = m\omega L_k,$$

W_1, W_2 , – числа витков основной и дополнительной обмоток дросселя.

Автотрансформаторное включение контура позволяет уменьшить емкость и, следовательно, габариты конденсатора C_k . Дополнительная обмотка W_2 наматывается проводом меньшего диаметра, чем основная W_1 , так как по ней не протекает ток нагрузки. Поэтому габариты дросселя существенно не увеличиваются.

На рис. 6.25, в приведена схема П-образного фильтра с последовательным резонансным контуром, включенным параллельно нагрузке. При резонансе сопротивление контура чисто активное и $Z_{к.рез} = r_k$. Коэффициент сглаживания Г-образной части фильтра определяется:

$$q = \frac{Z}{Z'} = \frac{\sqrt{X_L^2 - Z_{к.рез}^2}}{Z'},$$

а так как

$$X_L \gg Z_{к.рез}, \quad q \approx \frac{X_L}{Z_{к.рез}} = \frac{m\omega L}{r_k}. \quad (0.71)$$

При настройке контура на частоту пульсаций его сопротивление становится весьма малым, ток частоты пульсаций шунтируется контуром и, кроме того, будет значительно ослабляться дросселем L . Фильтр имеет высокий коэффициент сглаживания. Последовательный контур в П-образном фильтре называется резонансным, шунтом или режекторным фильтром. Выбор емкости на входе фильтра C_1 и определение коэффициента пульсаций производятся так же, как и для фильтра с параллельным контуром. Затем задается емкость последовательного контура и из условия резонанса (6.33) находят индуктивность дросселя L_k .

После конструктивного расчета дросселя в результате которого определяется его активное сопротивление r_k , при заданном значении коэффициента сглаживания находят из (6.35) величину индуктивности дросселя L .

Достоинства и недостатки фильтра рис. 6.25, в сохраняются и для рассматриваемого фильтра, но, поскольку ток нагрузки не протекает по дросселю контура, то при изменении нагрузки резонанс не нарушается. Кроме того, нет резкого снижения коэффициента сглаживания для высших гармоник

из-за возрастания индуктивного сопротивления дросселя с ростом частоты. Это частично компенсирует уменьшение коэффициента q из-за расстройки контура на высших гармониках частоты пульсаций. Обычно резонансные фильтры применяются для однофазных выпрямителей, когда основная гармоника преобладает в кривой выпрямленного напряжения, и частота питающей сети достаточна стабильна.

Электронные фильтры

Сглаживающие LC -фильтры чаще всего применяются в выпрямителях большой и средней мощности. При большой мощности выпрямителя величина индуктивности дросселя получается сравнительно малой, поэтому падение напряжения на дросселе от постоянного тока незначительно и КПД фильтра достаточно высок.

К недостаткам LC -фильтров относятся:

- 1) изменение индуктивности дросселя, а значит, и коэффициента сглаживания при изменении тока нагрузки;
- 2) значительная величина индуктивности дросселя для маломощных выпрямителей. В этом случае габариты и масса дросселя соизмеримы с габаритами и массой силового трансформатора;
- 3) наличие магнитного поля рассеяния, создаваемого дросселем фильтра, которое может быть источником помех для приемной и измерительной аппаратуры;
- 4) возникновение переходных процессов в фильтре, которые могут быть причиной искажения тока в нагрузке;
- 5) недостаточное сглаживание низкочастотных пульсаций, возникающих при медленных изменениях сетевого напряжения.

В маломощных выпрямителях вместо LC -фильтров применяются RC -фильтры, что связано со снижением КПД.

Электронные фильтры строятся на электронных лампах или транзисторах [12]. В транзисторных фильтрах последовательно или параллельно с нагрузкой включается регулирующий транзистор, выполняющий роль дросселя или резистор в ранее рассматриваемых фильтрах. Параллельное включение транзистора применяют реже. На рис. 6.26, а показана схема фильтра, эквивалентного П-образному LC -фильтру, в которой нагрузка включена в коллекторную цепь транзистора T_1 .

Выходные характеристики транзистора (рис. 6.26, б) после точки перегиба имеют весьма малый угол наклона к оси абсцисс, и токи коллектора почти не зависят от напряжения на нем. Поэтому, если выбрать рабочую точку транзистора на горизонтальном участке выходной характеристики (точка 1 рис. 6.26, а), то его сопротивление для переменного тока R_i будет значительно больше, чем для постоянного R_{i0} . Из графических построений $R_i = tg\alpha_1 \gg R_{i0} = tg\alpha_0$. Ток в нагрузке и напряжение на ней U_0 будет оставаться неизменным, а фильтр будет сглаживать пульсации входного напряжения $U_{\sim}$. На входе схемы включено фильтрующее звено с постоянной времени $\tau = R_1 C_{\phi}$, значительно большей периода входного переменного напряжения. За счет этого напряжение на конденсаторе C_{ϕ} за период частоты пульсаций не успевает существенно

а – с последовательной емкостью C_6 ; б – с параллельной емкостью C_6 ; в – с П-образной схемой включения C_1, C_2 ; г – выходные характеристики транзисторов



а – с последовательной емкостью C_6 ; б – с параллельной емкостью C_6 ; в – с П-разной схемой включения C_1, C_2 ; г – выходные характеристики транзисторов

Недостатком такой схемы фильтра является изменение выходного напряжения при изменении нагрузки. Чаще применяют схемы транзисторных фильтров, у которых нагрузка включена в цепь эмиттера (рис. 6.26, б). Здесь конденсатор C_6 служит для сглаживания пульсаций на базе транзистора. Положение рабочей точки выбирается с помощью делителя напряжения в цепи базы на резисторах R_1 , R_2 . Величина тока делителя выбирается значительно больше тока базы, поэтому изменение тока базы мало влияет на положение рабочей точки.

Для повышения коэффициента сглаживания питание базы транзистора может производиться через двухзвенный фильтр R_1C_1 , R_2C_2 (рис. 6.26, в).

На входе транзисторных фильтров включается конденсатор C_1 , а параллельно нагрузке – конденсатор сравнительно небольшой емкости. Эти меры служат для сглаживания высокочастотных составляющих напряжения пульсаций, а также для устранения наводок и импульсных помех, проникающих через паразитную емкость транзистора.

Коэффициент сглаживания Г-образной части фильтра (без емкости на входе) определяется для схемы рис. 6.26, а

$$q \approx h_{21э} m \omega C_2 \frac{R_H}{R_2},$$

где $h_{21э} = h_{21б}(1 - h_{21б})$ – коэффициент передачи по току для транзистора в схеме с общим эмиттером ($h_{21б}$ – коэффициент передачи по току в схеме с общей базой).

Для схемы рис. 6.26, б

$$q \approx \frac{R_K R_6 m \omega C_6}{R_H + R_6} \frac{R_H}{R_H + R_6 (1 - h_{21б})} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_6}{m \omega C_6} \frac{1}{1 + R_K / R_6} \right)^2}},$$

где R_6 – общее сопротивление цепи базы;

$$R_K = \frac{\Delta U_K}{I_K} \text{ – сопротивление транзистора по переменному току (находится}$$

по характеристикам транзистора рис. 6.26, з).

Как и фильтры на электронных лампах [12], транзисторные фильтры имеют низкий КПД и резко выраженную зависимость коэффициента сглаживания от температуры. Достоинство транзисторных фильтров – высокий коэффициент сглаживания, высокое сопротивление для низкочастотных составляющих, более высокая надежность по сравнению с ламповыми.

7. УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Усилитель электрических сигналов (УЭС), колебаний (УЭК) – устройство, предназначенное для усиления электрических (электромагнитных) колебаний в системах многоканальной связи, радиоприемной, радиопередающей, измерительной и другой аппаратуре. Такое усиление представляет собой процесс управления источником энергии (источником питания УЭК) в результате воздействия на него усиливаемых колебаний через усилительный элемент – чаще всего транзистор, электронную лампу, туннельный диод, параметрический диод и др. При этом существенно, что управляемая мощность P_0 источника питания заметно превышает управляемую мощность P_1 источника усиливаемых колебаний, называемую входной мощностью (рис. 7.1).

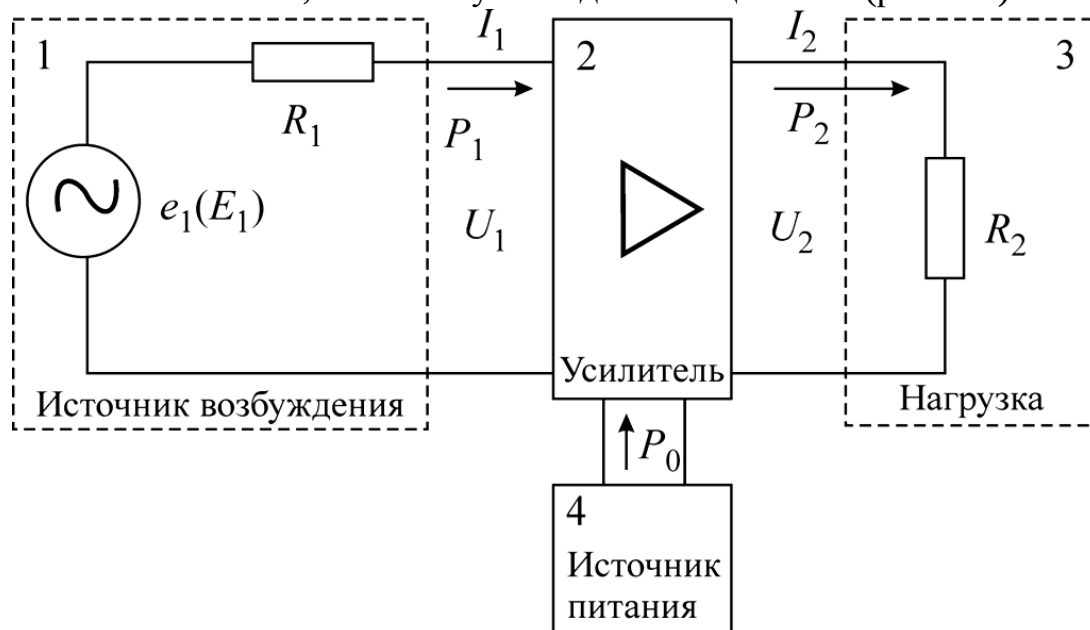


Рис. 7.1. Структурная схема усилителя электрических колебаний:

1 – источник сигнала; 2 – усилитель; 3 – нагрузка; 4 – источник питания; e_1 – источник усиливаемых колебаний; R_1 , R_2 – эквивалентные сопротивления источника усиливаемых колебаний и нагрузки; I_1 , P_1 , U_1 – соответственно ток, мощность и напряжение на входе усилителя; I_2 , P_2 , U_2 – ток, мощность и напряжение на выходе усилителя; P_0 – мощность источника питания

В одних приборах, например, лабораторных генераторах электрических колебаний, УЭК используется для усиления **гармонических колебаний**, в других, например, **радиоприемниках** – для усиления сигналов сложной формы, представляющих собой сумму множества гармонических колебаний с разными частотами и амплитудами. В общем случае УЭК служит для повышения уровня сигналов различного вида, которое оценивается прежде всего величиной коэффициента усиления. Простейший УЭК выполняют на одном усилительном элементе. При необходимости получения большого коэффициента усиления применяют более сложный УЭК, содержащий несколько **каскадов усиления**.

7.1. Основные показатели усилителей

В основном УЭК классифицируются в зависимости от вида применяемых усилительных элементов: различают транзисторные и ламповые УЭК, диодные регенеративные усилители, **параметрические усилители, диэлектрические усилители, магнитные усилители, усилители на клистродах и лампах бегущей волны, квантовые усилители (лазеры [11]).**

В транзисторных УЭК, собранных на биполярных транзисторах или **полевых транзисторах**, в зависимости от того, какой из выводов усилительного элемента является общим для входа и выхода усилительного каскада, различают каскады с общим эмиттером или истоком (рис. 7.2, *а* и *б*) с общей базой или затвором (рис. 7.2, *в* и *г*) и с общим коллектором или стоком.

На рис. 7.2 Э, К, Б – эмиттер, коллектор, и база биполярного транзистора; И, З, С – исток, затвор и сток полевого транзистора; e_{Γ} – источник усиливаемых колебаний; R_{Γ} , $R_{\text{н}}$ – эквивалентные сопротивления входной цепи и нагрузки; $E_{\text{бэ}}$, $E_{\text{кэ}}$, $E_{\text{зи}}$, $E_{\text{си}}$ – источники постоянного тока соответственно в цепях база-эмиттер, коллектор-эмиттер, затвор-исток, сток-исток. Название типа усилителя определяется тем, какая область (электрод) транзистора является общей для цепи источника усиливаемого сигнала и цепи нагрузки.

Изучение всякого усилителя возможно при работе его как в установившемся, так и в переходном режимах. Рассматривая сначала поведение усилителя в установившемся режиме, примем, что задающее напряжение (ЭДС) или задающий ток источника сигнала носят гармонический характер, как показано на рис. 7.1.

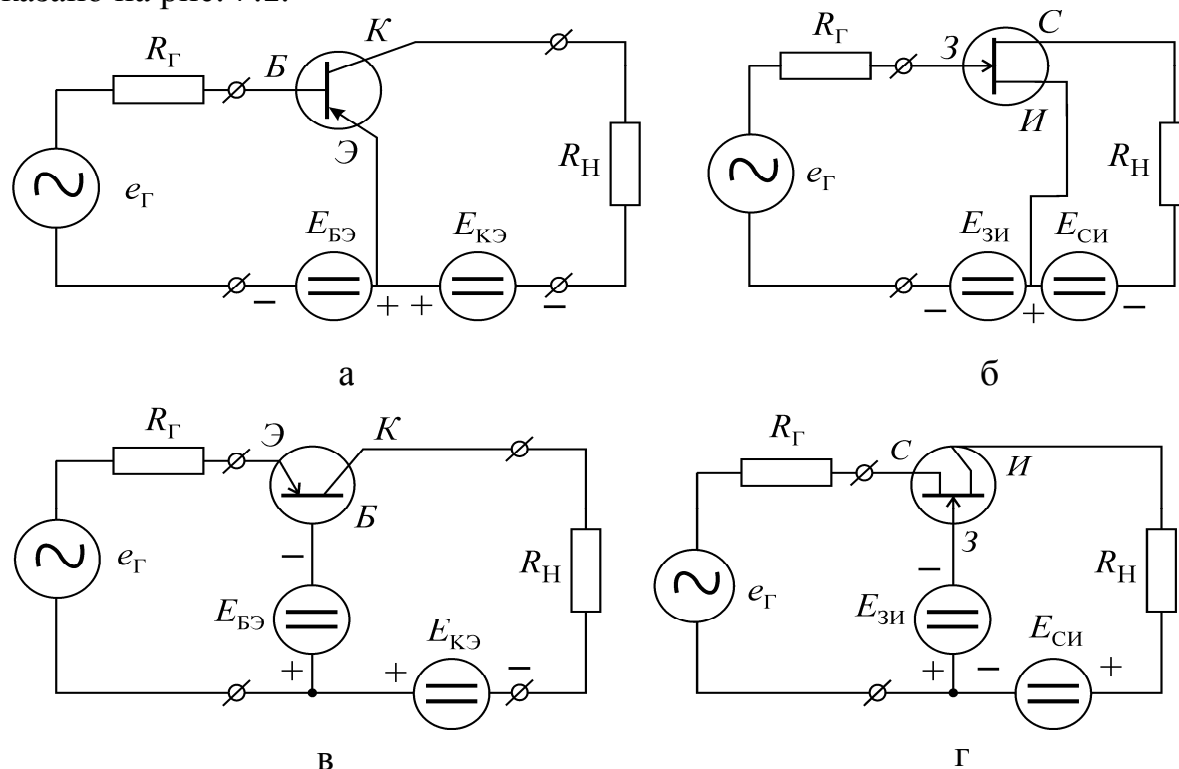


Рис. 7.2. Принципиальные схемы усилителей на биполярных и полевых транзисторах: *а* – с общим эмиттером; *б* – с общим истоком; *в* – с общей базой; *г* – с общим затвором

К числу важнейших показателей усилителя относятся коэффициенты, выражающие его усилительные свойства. К ним принадлежат:

- коэффициент усиления напряжения $K_u = U_2 / U_1$;
- коэффициент усиления тока $K_i = I_2 / I_1$;
- сквозной коэффициент усиления $K_t = U_2 / E_1$, $K_{it} = I_2 / I_1$, где $J = E_1 / |Z_1| = |Y_1| E$ представляет собой задающий ток генератора тока при замене им генератора ЭДС.

Кроме величин K_u , K_i , K_t и K_{it} , в некоторых случаях представляют комбинированные показатели:

- проводимость усиления (передачи) $|Y_a| = I_2 / U_1$;
- сопротивление усиления (передачи) $|Z_a| = U_2 / I_1$;
- их сквозные значения $|Y_t| = I_2 / E_1$; $|Z_t| = U_2 / J_1$, причем Z_a , Y_a и соответственно Z_t , Y_t не являются взаимно обратными величинами.

Следует также отметить, что сквозные показатели в первую очередь требуются для суждения о свойствах усилительного устройства в целом, а для характеристики отдельных его частей, в частности, каскадов, во многих случаях удобнее оперировать обычными (т. е. несквозными) величинами.

При активном характере входного сопротивления усилителя $Z_{in} = R_{in}$ и сопротивления нагрузки $Z_2 = R_2$ входная P_1 и выходная P_2 мощности оказываются активными, а коэффициент усиления мощности $K_p = P_2 / P_1$ равен произведению K на K_i : $K_p = K K_i$.

Перечисленные коэффициенты могут характеризовать свойства усилителя в целом или его каскадов.

Необходимо подробнее рассмотреть наиболее употребительный показатель – коэффициент усиления. Нетрудно убедиться в том, что коэффициент усиления усилителя K равен произведению коэффициентов усиления его каскадов $K_1 K_2 K_3 \dots$. В самом деле, как следует, например, из структурной схемы рис. 7.1, коэффициент усиления первого каскада $K_1 = U_{12} / U_1$, второго $K_2 = U_{23} / U_{12}$, третьего $K_3 = U_2 / U_{23}$ и всего усилителя

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_{23}} \frac{U_{23}}{U_{12}} \frac{U_{12}}{U_1},$$

т. е. $K = K_1 K_2 K_3$. В комплексной форме

$$\dot{K} = \dot{K}_1 \cdot \dot{K}_2 \cdot \dot{K}_3. \quad (0.72)$$

Широко используется выражение показателей усиления в логарифмических единицах – **децибелах** (ДБ). Усиление, выраженное в децибелах, равно двадцати десятичным логарифмам численного значения K :

$$G = 20 \lg K = 20 \lg (U_2 / U_1).$$

Использование G вместо K удобно тем, что общее усиление находится как алгебраическая сумма значений усиления каскадов. Например, если $K_1 = 10$, $K_2 = 100$ и $K_3 = 0,5$, то $G_1 = 20$ дБ, $G_2 = 40$ дБ и $G_3 = -6$ дБ. Так как $G = G_1 + G_2 + G_3 + \dots$, то здесь $G = 20 + 40 - 6 = 54$ дБ, чему отвечает $K = 500$.

Логарифмические единицы применяются не только для показателей усиления. Они особенно удобны, когда интересуются относительным изменением какой-либо величины, пропорциональной квадратному корню из мощности колебаний или самой мощности.

Рабочий диапазон частот

Рабочий диапазон частот (иначе диапазон пропускаемых частот) представляет собой некоторый интервал значений частоты от f_b до f_h , внутри которого коэффициент усиления изменяется по определенному закону с известной степенью точности. Например, для усилителя звуковой частоты следует задать закон $K = \text{const}$ в диапазоне частот от $f_{\min} = 16$ Гц до $f_{\max} = 20\,000$ Гц. Но конструирование микрофона, усилителя и громкоговорителя на такой диапазон частот связано с большими затратами, поэтому устройства, работающие в полном акустическом диапазоне, являются экспериментальными установками. Как показали исследования, отличное качество воспроизведения речи и музыки обеспечивается при неравномерности усиления ± 5 дБ в диапазоне частот 30–15 000 Гц для всего тракта от микрофона до громкоговорителя.

Границы рабочего диапазона частот телевизионных усилителей при передаче черно-белых изображений находятся в пределах от 50 Гц до 6 МГц, передача цветных изображений требует частот от 50 Гц до 8 МГц.

Сквозная динамическая характеристика

Из всего многообразия динамических характеристик наиболее полное суждение о нелинейных свойствах усилителя позволяет получить **сквозная динамическая характеристика**, представляющая зависимость мгновенного значения выходной величины (u_2 или i_2) от мгновенного значения входной величины (e_1 или j_1) при гармоническом характере ее изменения.

Вид сквозной динамической характеристики зависит от того, возникает или нет внутри усилителя изменение фазы усиливаемого колебания, а также от того, насколько усилитель близок к линейной системе.

В случае усилителя с линейными свойствами при отсутствии фазового сдвига (исключая частное значение 180°) рассматриваемая характеристика представляет собой отрезок прямой, проходящей через начало координат, угловой коэффициент которой равен соответствующему коэффициенту усиления. Но у всякого усилителя линейный участок сквозной динамической характеристики ограничен и при последующем удалении от начала координат зависимость выходной величины от входной становится нелинейной (рис. 7.3, а, б, в).

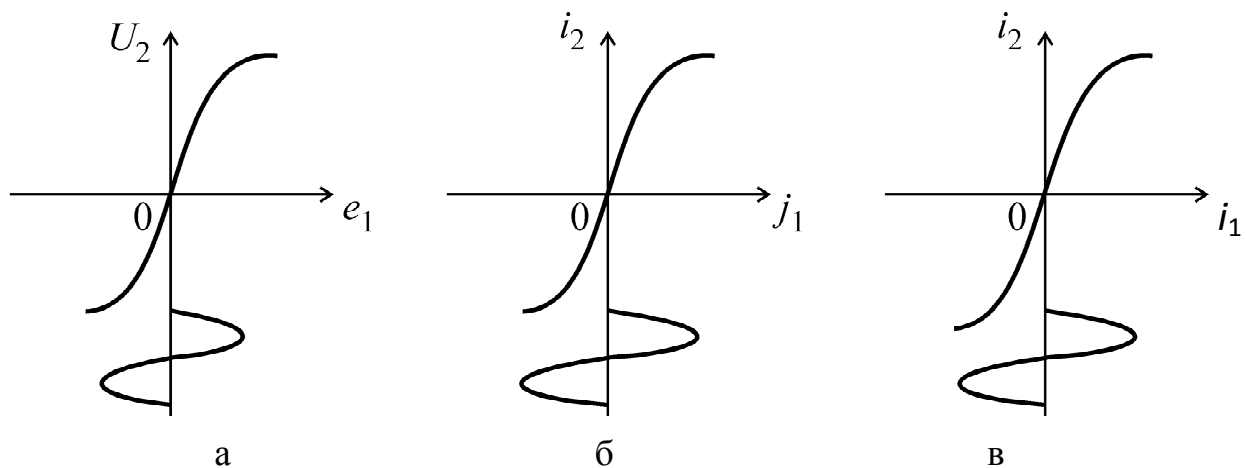


Рис. 7.3. Сквозные динамические характеристики:
а) $U_2 = F(e_1)$; б) $i_2 = F(j_1)$; в) $i_2 = F(i_1)$

Частным видом **сквозной характеристики** является **динамическая характеристика прямой передачи**, например $U_2 = f(U_1)$, представляющая интерес для усилителя (каскада) с весьма высоким значением входного сопротивления.

Сквозная частотная характеристика

Сквозная частотная характеристика – это зависимость сквозного коэффициента усиления от частоты, например, $K_t = U_2 / E_1 = \Psi$, как показано на рис. 7.4, а. В частном случае она может быть зависимостью $K = U_2 / U_1$ от f или $K_i = I_2 / I_1$ от f и т. д., и в этом случае слово «сквозная» исключается.

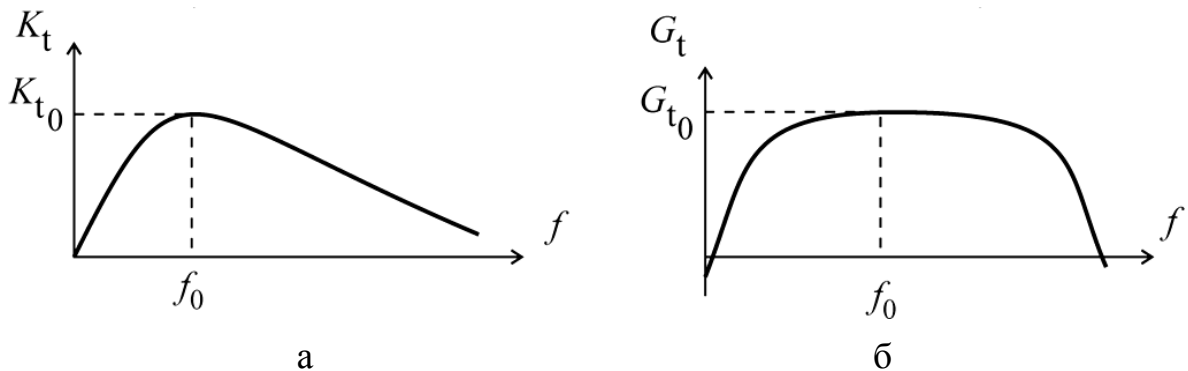


Рис. 7.4. Форма представления сквозной частотной характеристики:
а) $K_t = F(f)$; б) $G_t = F(f)$

Сквозная фазовая характеристика

Под сквозной фазовой характеристикой понимается зависимость от частоты сдвига фазы между выходной величиной U_2 или I_2 и входной задающей величиной E_1 или J_1 (рис. 7.5), а в частном случае – между U_2 (или I_2) и U_1 (или I_1). Пусть при $\varphi_t > 0$ выходная величина опережает входную, а при $\varphi_t < 0$ – отстает от нее.

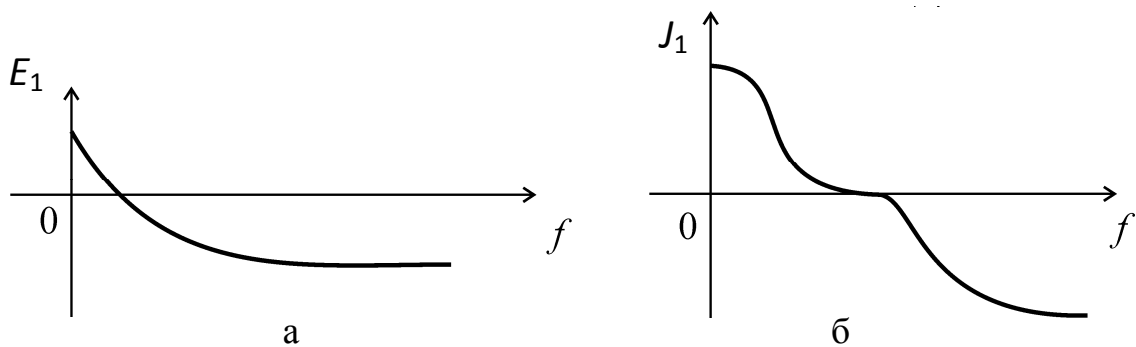


Рис. 7.5. Формы представления сквозной фазовой характеристики:
а) $E_1 = F(f)$; б) $J_1 = F(f)$

Частотно-фазовая характеристика

Частотно-фазовая характеристика связывает в одну зависимость изменения в общем случае сквозного коэффициента усиления $K_t = \Psi(f)$, и сквозного фазового сдвига $\varphi_t = F(f)$, происходящие в полном диапазоне частот, т. е. от $f = 0$ до $f = \infty$. Частотно-фазовая характеристика находится посредством исключения переменной f в рассматриваемых функциях. Весьма наглядным оказывается представление зависимости $K_t = \Phi(\varphi_t)$ в полярных координатах или на плоскости комплексных чисел (рис. 7.6), что вполне возможно, так как комплексный сквозной коэффициент усиления $\dot{K} = K_t e^{i\varphi_t}$ характеризуется модулем K_t и аргументом φ_t .

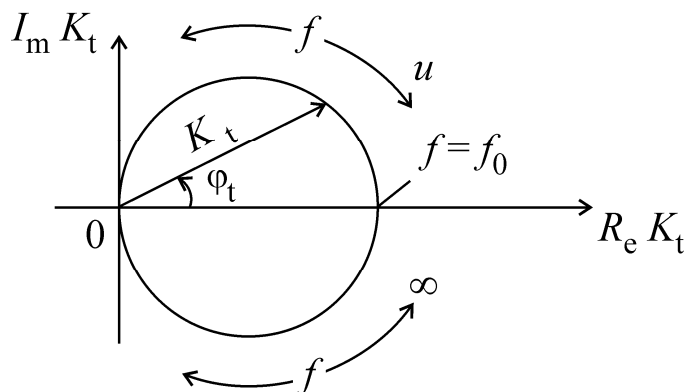


Рис. 7.6. Частотно-фазовая характеристика

Следует отметить, что понятия частотной, фазовой и частотно-фазовой характеристик становятся определенными лишь по отношению к усилителю, обладающему линейными свойствами.

Сквозная амплитудная характеристика

Эта характеристика выражает зависимость амплитудного (или действующего) значения первой гармоники выходной величины от амплитуды (или действующего значения) гармонической входной, в общем случае задающей величины, например, $U_2 = f(E_1)$ или $I_2 = f(E_1)$, а в частном случае задающей, $U_2 = f(U_1)$ и т. д. (рис. 7.7).

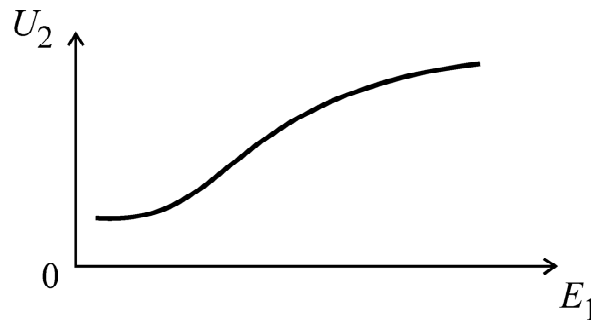


Рис. 7.7. Сквозная амплитудная характеристика

Остаточный уровень выходной величины (при $E_1 = 0$, $U_1 = 0 \dots$) объясняется существованием внутренних или внешних помех, например, фона. Отклонение амплитудной характеристики от прямой обусловлено влиянием нелинейных свойств усилителя, однако по амплитудной характеристике непосредственно определить характер и уровень нелинейных искажений в общем случае не удастся.

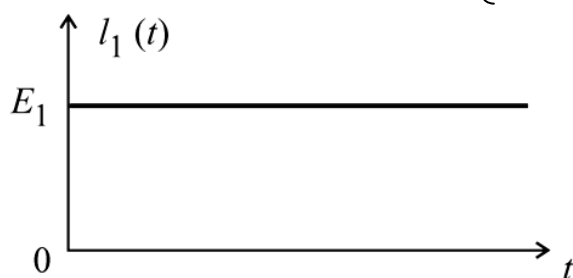
Характеристики усилителя при работе в переходном режиме

Основной характеристикой для этого режима является **сквозная переходная характеристика**, представляющая собой зависимость от времени выходной величины при ступенчатом изменении входной задающей величины (рис. 7.8, а):

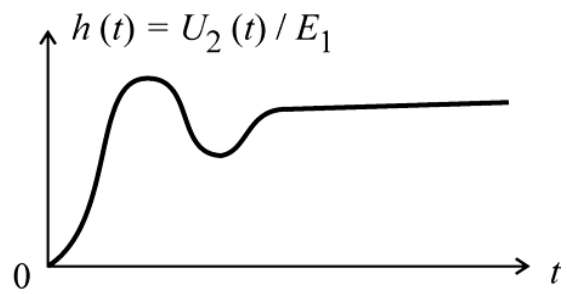
$$l_1(t) = E_1 1(t) \text{ или } j_1(t) = J_1 1(t),$$

где $1(t)$ представляет собой единичную функцию, изменяющуюся по закону

$$1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \leq 0; \\ 1 & \text{при } t > 0. \end{cases}$$



а



б

Рис. 7.8. Графики: а – ступенчатой входной ЭДС; б – сквозной переходной характеристики

Математически [1, 13]:

$$1(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{l^{i\omega t}}{i\omega} d\omega.$$

Выбор ступенчатой ЭДС (или ступенчатого задающего тока) в качестве входного воздействия при исследовании переходного режима вызван тем, что в

этом случае переходной процесс проявляется наиболее ярко, а описывающее его выражение получается самым простым. Отношение $U_2(t)$ к $e_1(t)_{t>0} = E_1$ представляет собой переходную характеристику

$$h(t) = U_2(t) / E_1,$$

график которой и является переходной характеристикой (рис. 7.8, б).

В некоторых случаях для описания свойств усилителя в переходном режиме используется амплитудная характеристика в форме зависимости размахов (величин перепадов) выходного и входного напряжения.

7.2. Основы общей теории усилительных схем (теория активных четырехполюсников)

Усилительный каскад (усилитель), работающий в режиме слабого сигнала можно рассматривать как **линейный активный четырехполюсник**. В отличие от пассивного четырехполюсника, активный четырехполюсник характеризуется не тремя, а четырьмя параметрами, определяющими его внутренние свойства и независимыми от внешних условий работы, т.е. от значений выходного (внутреннего) сопротивления источника сигнала Z_1 и сопротивления нагрузки на выходе Z_2 или проводимости (рис. 7.9).

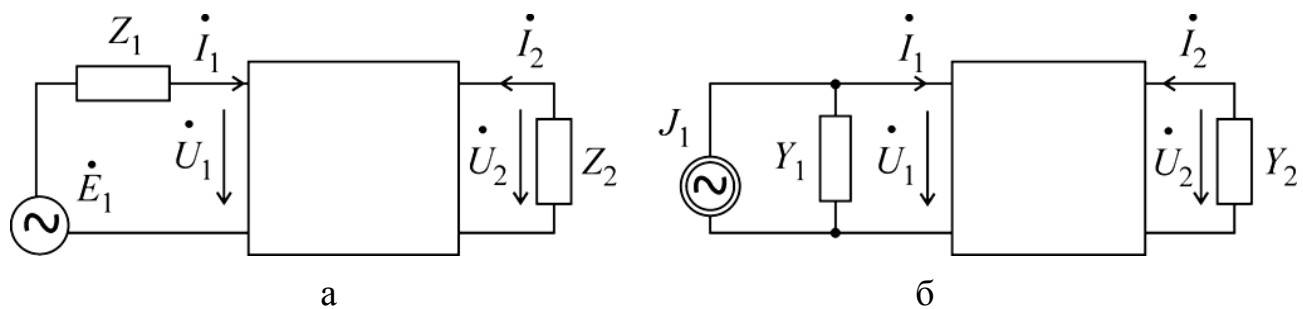


Рис. 7.9. Схемы включения четырехполюсника, рекомендуемые применительно к системам:

а – Z-параметров; б – Y-параметров

Из шести возможных систем уравнений для последующих рассмотрений представляют системы с Y-, Z-, H- и K-параметрами, имеющие следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= Y_{11}\dot{U}_1 + Y_{12}\dot{U}_2, \\ \dot{I}_2 &= Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2; \end{aligned} \right\} \quad (0.73)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= Z_{11}\dot{I}_1 + Z_{12}\dot{I}_2, \\ \dot{U}_2 &= Z_{21}\dot{I}_1 + Z_{22}\dot{I}_2; \end{aligned} \right\} \quad (0.74)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= H_{11}\dot{I}_1 + H_{12}\dot{U}_2, \\ \dot{I}_2 &= H_{21}\dot{I}_1 + H_{22}\dot{U}_2; \end{aligned} \right\} \quad (0.75)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= K_{11}\dot{U}_1 + K_{12}\dot{U}_2, \\ \dot{U}_2 &= K_{21}\dot{U}_1 + K_{22}\dot{U}_2. \end{aligned} \right\} \quad (0.76)$$

Схема с генератором ЭДС $\dot{E}_1$ и сопротивлением Z_1 и Z_2 (рис. 7.9, а) удобнее в том случае, когда в левых частях уравнений находятся напряжения $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$, т. е. при рассмотрении Z -системы; из тех же соображений при использовании Y -системы предпочтительнее схема, содержащая генератор тока $\dot{J}_1$ и проводимости Y_1 и Y_2 (рис. 7.9, б).

В случае рассмотрения H -системы целесообразно базироваться на генераторе ЭДС (рис. 7.10, а) с выходным сопротивлением Z_1 , а нагрузку представить проводимостью Y_2 , а в случае K -системы – на генераторе тока $\dot{J}_1$ (рис. 7.10, б) с выходной проводимостью Y_1 , а нагрузку представить сопротивлением Z_2 .

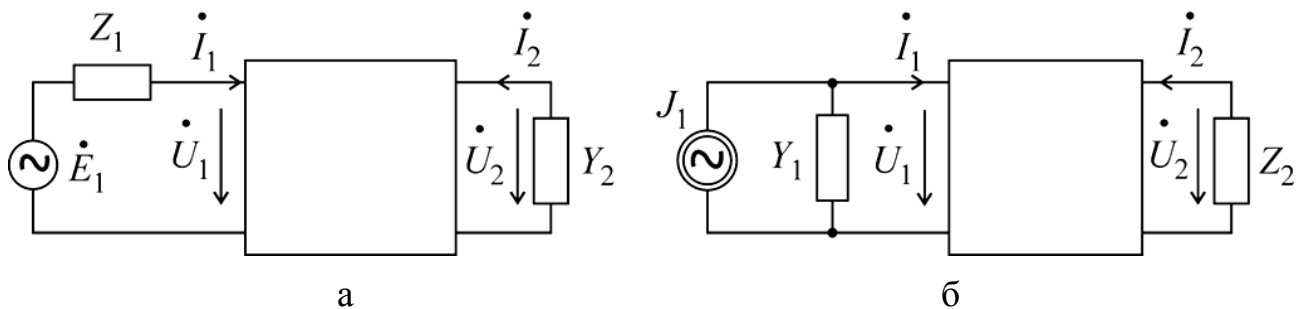


Рис. 7.10. Схемы включения четырехполюсника, рекомендуемые применительно к системам:
а – H -параметров; б – K -параметров

При некоторых исследованиях удобно представить четырехполюсник электрической цепью, вид которой определяется выбранной системой параметров. Формирование внутренней схемы четырехполюсника рассмотрим применительно к системе Y -параметров и сначала для пассивного четырехполюсника.

Поскольку в схеме включения четырехполюсника (рис. 7.10, б) нагрузки представлены проводимостями Y_1 и Y_2 , целесообразно выбрать схему Π -образного строения (рис. 7.11, а), для которой

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= Y_1 \dot{U}_1 + (\dot{U}_1 - \dot{U}_2) Y_{II} = (Y_1 + Y_{II}) \dot{U}_1 - Y_{II} \dot{U}_2; \\ \dot{I}_2 &= Y_{III} \dot{U}_2 + Y_{II} (\dot{U}_2 - \dot{U}_1) = -Y_{II} \dot{U}_1 + (Y_{II} + Y_{III}) \dot{U}_2. \end{aligned} \right\} \quad (0.77)$$

Обращаясь к системе (7.2), видим, что здесь

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= Y_1 + Y_{II}, Y_{12} = -Y_{II}; \\ Y_{21} &= -Y_{II}, Y_{22} = Y_{II} + Y_{III} \end{aligned} \right\} \quad (0.78)$$

и

$$Y_1 = Y_{11} + Y_{12}, \quad Y_{II} = -Y_{12}, \quad Y_{III} = Y_{22} + Y_{21}.$$

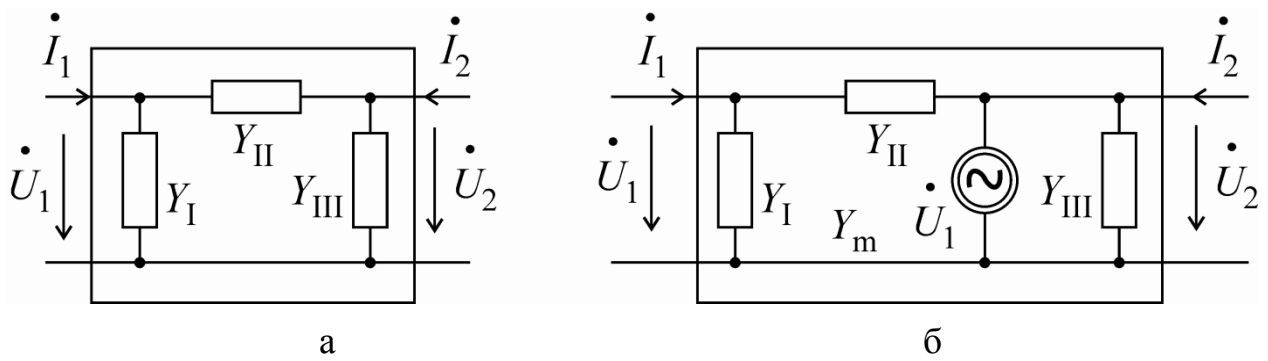


Рис. 7.11. Схемы, показывающие внутреннее строение:

а – пассивного четырехполюсника; *б* – активного четырехполюсника

Равенство $Y_{21} = Y_{12} = -Y_{II}$ подтверждает, что пассивный четырехполюсник характеризуется тремя независимыми параметрами. Активный четырехполюсник обладает способностью усиливать сигнал, и у него либо $I_2 > I_1$, либо $U_2 > U_1$, а точнее $R(\dot{U}_2 \dot{I}_2) > R(\dot{U}_1 \dot{I}_1)$. Это свойство отражено наличием зависимого генератора в выходной части схемы активного четырехполюсника.

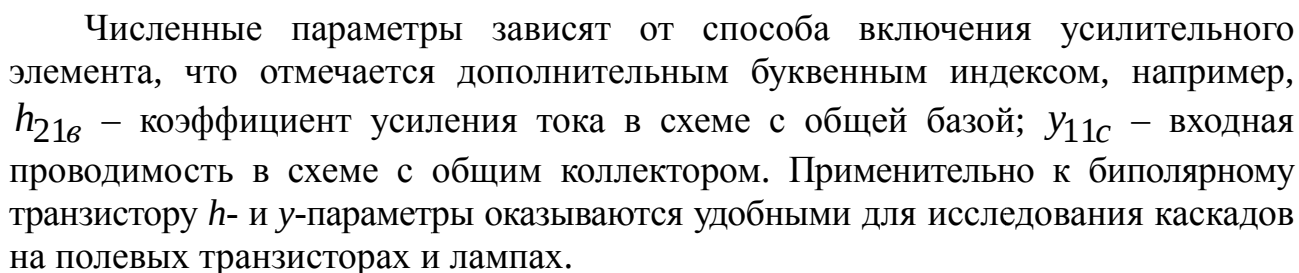
Из двух выходных величин (U_2 , I_2) **первенствующее значение** вообще следует приписать той, которая находится в левой части второго уравнения системы, согласуя с ней вид и направление действия зависимого генератора. При исследуемой системе Y -параметров первенствующее значение принадлежит току I_2 , поэтому зависимым генератором должен быть генератор тока J_2 , а поскольку функциями в системе (7.2) являются токи $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$, а независимые переменные – это $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$, то управляющим фактором оказывается напряжение $\dot{U}_1$, и тогда $J_2 = Y_m \dot{U}_1$, где Y_m – **проводимость прямой передачи**, сокращенно **крутизна** (параметр, соответствующий крутизне S лампы). Направление задающего тока $\dot{J}_2$ при этом должно быть согласовано с направлением выходной величины, имеющей первенствующее значение, т. е. с $\dot{I}_2$, что и показано на рис. 7.10, *б*, из которого следует, что

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= Y_I \dot{U}_1 + Y_{II} (\dot{U}_1 - \dot{U}_2) = \dot{U}_1 (Y_I + Y_{II}) - Y_{II} \dot{U}_2; \\ \dot{I}_2 &= Y_{III} \dot{U}_2 + Y_m \dot{U}_1 + Y_{II} (\dot{U}_2 - \dot{U}_1) = (Y_m - Y_{II}) \dot{U}_1 + (Y_{II} + Y_{III}) \dot{U}_2. \end{aligned} \right\} \quad (0.79)$$

Очевидно, что здесь

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= Y_I + Y_{II}; & Y_{12} &= -Y_{II}; \\ Y_{21} &= Y_m - Y_{II}; & Y_{22} &= Y_{II} + Y_{III}; \\ Y_I &= Y_{11} + Y_{12}, & Y_{II} &= -Y_{12}; \\ Y_{III} &= Y_{22} + Y_{12}, & Y_m &= Y_{21} - Y_{12}. \end{aligned} \right\} \quad (0.80)$$

Параметры $Y_{11}, \dots, K_{22}$ относятся к любому четырехполюснику; для обозначения параметров усилительных элементов используют строчные буквы $y_{11}, \dots, k_{22}$. В общем случае параметры усилительных элементов являются комплексными величинами; эти параметры при достаточно малой частоте, например, в случае транзистора при $f \ll f_{h21e} = f_B$ допустимо считать постоянными вещественными величинами.



Из трех схем включения транзистора – ОЭ, ОБ, ОК – первая является базовой, а вторая и третья – производными из нее. С учетом этого, а также большей распространенности схемы ОЭ относящиеся к ней параметры дальше будут обозначаться символами без буквенного индекса (h_{11} , вместо h_{11e} и т. д.), так же, как и в схеме с общим истоком и общим катодом.

Для биполярного транзистора h - и y -параметры наиболее часто применимы. На будущее полезно иметь в виду, что параметры Y_{12e} , Y_{12b} , Y_{12c} , Y_{21e} , Y_{21b} , Y_{21c} , Z_{21e} , h_{21b} , h_{21c} , k_{21e} , k_{21b} и k_{21c} при $f \rightarrow \infty$ оказываются вещественными отрицательными величинами, а все остальные параметры – положительными. Определители же ($\Delta y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}$ и т. д.) при любой системе параметров положительны (для $f \rightarrow 0$).

7.3. Работа транзисторов и ЭВП в усилительных каскадах

Усилительный каскад обычно представляет собой четырехполюсник с двумя входными и двумя выходными зажимами. Так как усилительный элемент (транзистор, лампа) имеет только три вывода (выводы от нити накала, экранирующей сетки лампы и т. п. в расчет не принимаются), то один из них является общим для входа и выхода. Таким образом, общей точкой может являться один из трех элементов для транзистора – эмиттер, база, коллектор и число возможных способов «вписывания» транзистора в рамки четырехполюсника равно шести. Однако только три из этих схем обладают способностью повышать уровень сигнала (усиливать мощность), когда база является одним из входных зажимов, а коллектор – одним из выходных (рис. 7.13).

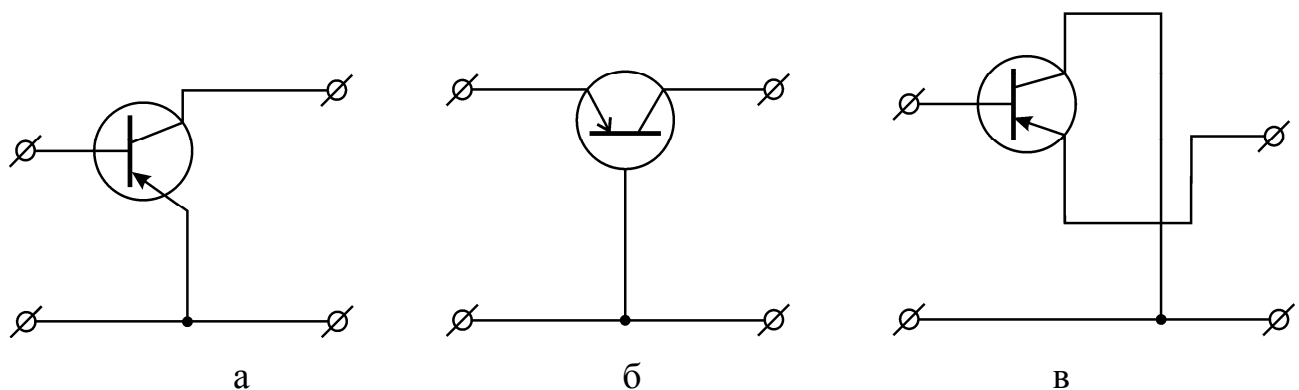


Рис. 7.13. Схемы включения транзистора:

а – с общим эмиттером; *б* – с общей базой; *в* – с общим коллектором

Мощность усиленного сигнала выделяется в нагрузку. Чтобы от общих представлений об усилителях в принципе сделать первый шаг к конкретным усилительным схемам, нужно включить в цепь, где проходит коллекторный ток, нагрузку. Именно нагрузка отбирает у меняющегося коллекторного тока мощность, отбирает мощность у «мощной копии» сигнала, превращает звук в свет на телевизионном экране, в какое-либо действие в системе автоматического управления или, наконец, просто в более мощный

электрический сигнал, который подвергается дальнейшей обработке. Соответственно в качестве нагрузки может быть включен громкоговоритель, кинескоп, исполнительное устройство электронного аппарата. Но для электрических цепей усилителя все они не более чем потребители энергии, не более чем резисторы, и, интересуясь пока только «электрическими событиями» в транзисторном усилителе, будем считать его нагрузкой обычный резистор R_n . Тем более, что очень часто, когда от усилителя требуется просто более мощный электрический сигнал, именно резистор включен в коллекторную цепь.

Усиление мощности складывается из усиления по току и усиления по напряжению. Что должен сделать усилитель, усиливая слабый сигнал? Увеличить ток? Увеличить напряжение? Усилитель должен увеличить мощность сигнала. Если можно было бы обойтись только напряжением или только током, то не нужен был бы никакой усилитель, все прекрасно сделал бы обычный трансформатор. Усилитель применяют, когда от сигнала требуется бóльшая мощность, когда у него просто не хватает сил.

Мощность – произведение тока на напряжение, $P = U \cdot I$. А значит, можно разными способами увеличивать мощность, менять один из сомножителей – ток I или напряжение U , или оба вместе.

Приведем примеры практического использования усилителей электрических колебаний. Усилитель промежуточной частоты радиоприемного устройства в одних вариантах содержит несколько каскадов с двухконтурными (рис. 7.14) или более сложными электрическими фильтрами, в других он может представлять собой апериодический усилитель с высокоэффективными системами в входной и выходной цепях.

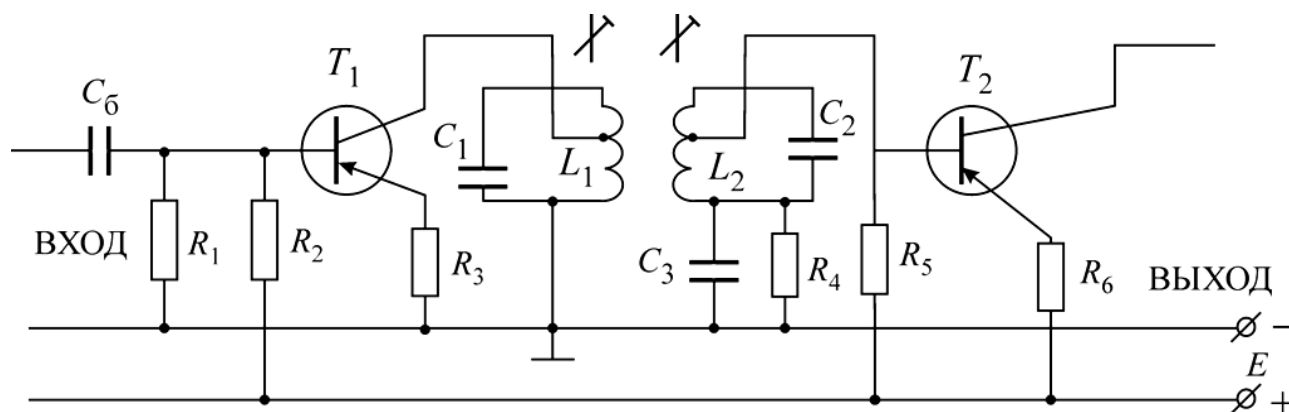


Рис. 7.14. Схема каскада усилителя электрических колебаний промежуточной частоты с двухконтурной колебательной системой:

T_1, T_2 – транзисторы; $R_1 - R_6$ – резисторы; C_6 – блокировочный конденсатор; C_1, C_2, L_1, L_2 – конденсаторы и катушки индуктивности колебательных контуров; C_3 – развязывающий конденсатор;
 E – источник постоянного тока в цепи питания транзисторов

В мощных радиопередающих устройствах находит применение ламповый усилитель ВЧ. В оконечном каскаде такого усилителя (рис. 7.15) нагрузкой служит передающая антенна, обычно связанная с усилителем посредством фидера.

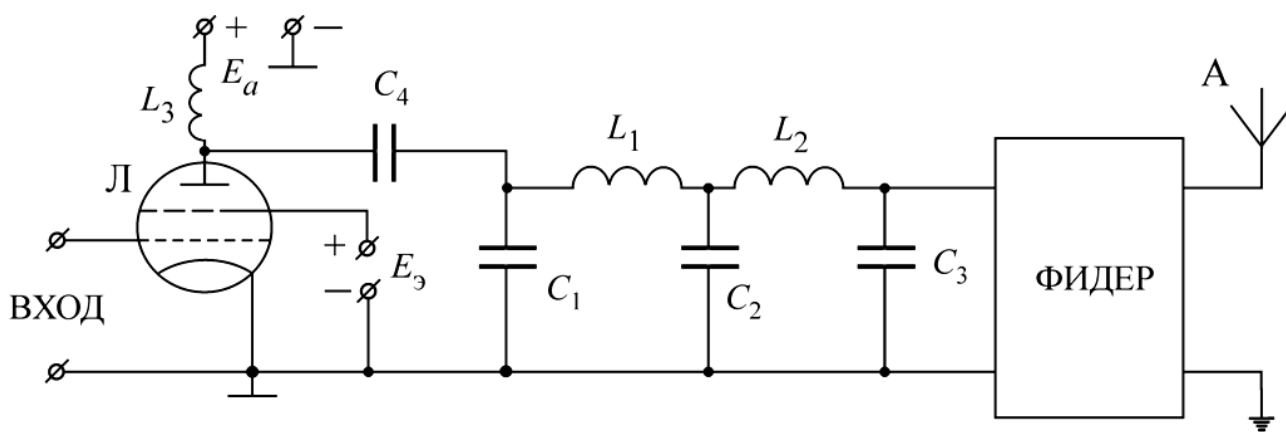


Рис. 7.15. Схема оконечного усилительного каскада радиопередающего устройства с фильтром нижних частот:

$Л$ – электронная лампа (тетрод); $А$ – антенна; L_1, L_2 и $C_1 - C_3$ – катушки индуктивности и конденсаторы, образующие фильтр нижних частот; L_3 – дроссель в цепи питания лампы; E_a и $E_э$ – источники постоянного тока в анодной цепи и цепи экранирующей сетки

Усилитель звуковой частоты, используемый, например, при звукоусилении, обычно заканчивается двухтактным каскадом усиления. Такой каскад содержит 2 усилительных элемента, работающих со сдвигом фаз усиливаемых колебаний на 180° . Для возбуждения двухтактного каскада, состоящего из однотипных усилительных элементов (например, транзисторов $p-n-p$ -типа), используют фазоинверсный предоконечный каскад (фазоинвертор) или трансформатор, вторичная обмотка которого имеет вывод от средней точки (рис. 7.16); каскад, содержащий разнотипные элементы (так называемые комплементарные) структуры (например, транзисторы $p-n-p$ и $n-p-n$), возбуждается от источника однофазного напряжения, т. е. от обычного однотактного каскада, и в этом случае отпадает необходимость применения трансформатора.

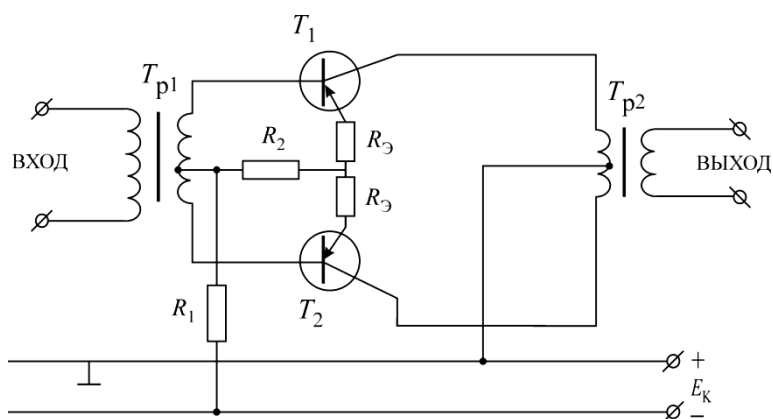


Рис. 7.16. Принципиальная схема транзисторного двухтактного усилителя: T_{p1}, T_{p2} – входной и выходной трансформаторы; T_1, T_2 – транзисторы; R_1, R_2 – резисторы усилителя напряжения, необходимые для получения требуемого напряжения смещения на базах; R_3 – резисторы в цепи эмиттеров, предназначенные для симметрирования плеч каскада и дополнительной стабилизации режима работы каскада; E_k – источник постоянного тока

По сравнению с однотактным каскадом, двухтактный позволяет получить гораздо большую выходную мощность с меньшими нелинейными искажениями. Распространены безтрансформаторные усилители звуковой частоты на транзисторах: одиночных комплементарных (с выходной мощностью до 1 Вт) и так называемых составных (с выходной мощностью несколько десятков Вт и более). Отсутствие трансформаторов допускает изготовление усилителей в виде полупроводниковых и гибридных интегральных микросхем.

Ламповый усилитель большой мощности используется на узлах проводного вещания и в радиопередатчиках (в качестве модуляционного устройства). Он обычно содержит 4 двухтактных каскада, охваченных сравнительно отрицательной обратной связью с целью уменьшения нелинейных искажений, снижения фона на выходе и получения небольшого выходного сопротивления.

7.4. Каскады предварительного усиления

Каскады предварительного усиления предназначены для повышения уровня сравнительно слабого сигнала, поэтому их свойства, в первую очередь, оцениваются способностью усиливать сигнал, т. е. величинами K и K_i (реже K_p), а такие показатели, как выходная мощность и КПД, не являются первостепенными. Усилитель может содержать несколько каскадов предварительного усиления, поэтому важно, чтобы они были выполнены из дешевых стандартных схемных элементов – резисторов и конденсаторов. Такого вида каскады получили названия резисторных, иначе реостатных или резистивных. К достоинствам этих каскадов, кроме конструктивной простоты и малых размеров используемых элементов, относятся также способность создавать равномерное усиление в широкой полосе частот и нечувствительность к воздействию переменных магнитных полей. Резисторные каскады удобны для тонкоплёночных и интегральных схем.

Схема резисторного каскада представлена на рис. 7.17. Схема резисторного каскада содержит элементы связи и цепи питания, расположенные между транзисторами соседних каскадов, поэтому их нельзя считать относящимися только к одному транзистору (каскаду).

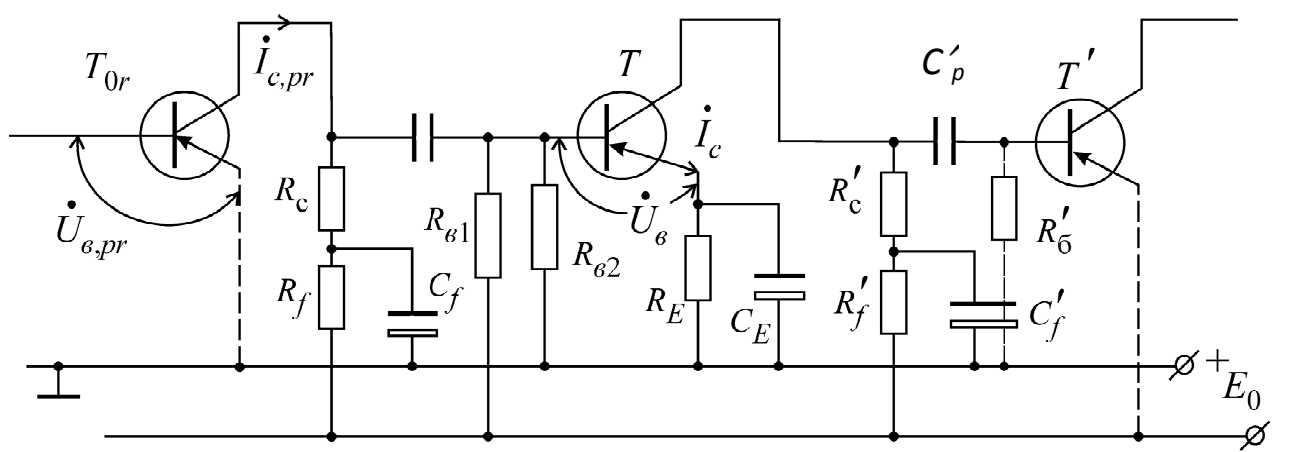


Рис. 7.17. Принципиальная схема резисторного каскада на транзисторах: C_p и C'_p – разделительные емкости; R_{b1} , R_{b2} , R_E , C_E – цепи питания транзистора T ; $C_f R_f$ и $C'_f R'_f$ – фильтры

На рис. 7.18 приведены параметры частотной характеристики резисторного каскада.

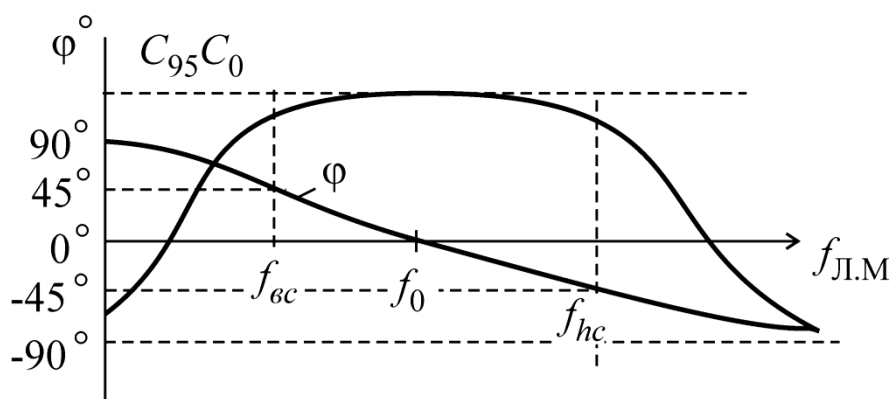


Рис. 7.18. АЧХ резисторного каскада

7.5. Каскады окончного и предоконечного усиления

Оконечные и предоконечные каскады выполняются различно, в зависимости от назначения усилителя. Общим же для них является высокий уровень сигнала, выражаемый величиной номинальной выходной мощности P_2 , если сопротивление нагрузки является активным (R_2) или комплексным (обычно состоящим из сопротивления нагрузки R_2 с параллельно подключенной емкостью C_2), а при работе на реактивную нагрузку (чаще всего в виде емкости C_2) – величиной нормального выходного напряжения U_2 . Вследствие высокого уровня сигнала в рассматриваемых каскадах, особенно окончных, приходится применять более мощные транзисторы и лампы с высоким потреблением энергии от источников питания по сравнению с каскадами предварительного усиления. Поэтому существенно важным является достижение экономичного режима, т. е. работы усилительных элементов с высоким КПД. Последнее обеспечивается за счет лучшего использования усилительных элементов по

напряжению и по току, а это связано с возрастанием нелинейных искажений, которые, однако, не должны превышать допустимого предела.

Каскады, работающие на активную нагрузку, основным показателем которых является выходная мощность, принято называть каскадами усиления мощности, а при нагрузке емкостного характера они скорее являются каскадами усиления напряжения и, в первую очередь, характеризуются величиной выходного напряжения U_2 . В случае комплексной нагрузки в зависимости от ее характера каскад может быть отнесен либо к той, либо к другой группе. Общим заданным показателем является допустимый коэффициент гармоник или коэффициент нелинейных искажений.

Широкополосные оконечные и предоконечные каскады могут быть выполнены как в виде каскадов усиления напряжения (с резисторной связью), так и в виде каскадов усиления мощности (с трансформаторной связью), причем наряду с одноктактными схемами известное применение находят схемы двухтактные. Каскады, предназначенные для возбуждения двухтактных оконечных каскадов, носят название фазоинверсных; эти каскады также могут быть выполнены с резисторной или трансформаторной связью.

Остановимся сначала на рассмотрении разновидностей каскадов усиления мощности, которыми могут являться как оконечные, так и предоконечные каскады, например, у транзисторных усилителей и ламповых усилителей большой мощности.

Каскады усиления мощности существуют двух видов: ранее рассмотренные **однотактные** и **двухтактные**, содержащие два усилительных элемента (или четное число их), работающие со сдвигом во времени, равным половине периода.

С другой стороны, каскады усиления мощности подразделяются на **трансформаторные** и **безтрансформаторные**.

Однотактные каскады усилителей низкой частоты работают в режиме *A*, а двухтактные, кроме того, и в режиме *B*. Условия работы этих каскадов в известной степени зависят от вида используемых элементов (транзисторы, трехэлектродные лампы и лампы с экранной сеткой).

Вид схемы транзисторного каскада зависит от выбранного способа включения; схема ОЭ наиболее часто используется в трансформаторных каскадах, реже схема ОБ. Схема ОК преимущественно применяется в безтрансформаторных каскадах.

В ламповых усилителях, в основном, встречаются оконечные каскады с общим катодом, в более редких случаях используются схемы с общим анодом или промежуточные между ОК и ОА, образуемые посредством распределения нагрузки между анодной и катодной цепями с помощью трансформатора.

Каскады со связью через разделительный конденсатор

Известное применение (например, в измерительных генераторах) находят оконечные каскады с общим эмиттером (катодом) и общим коллектором (анодом) резисторного типа, связанные с нагрузкой через разделительный конденсатор.

При включении по схеме с общим эмиттирующим электродом (рис. 7.19) общее построение цепи не отличается от принятого для каскада усиления напряжения; основной особенностью работы усилительного элемента является то, что сопротивление внешней нагрузки R_2 здесь сопоставимо с сопротивлением элемента связи R_c (R_a) и, следовательно,

$$R_l = R_c R_2 / (R_c + R_2) \text{ или } R_l = R_a R_2 / (R_a + R_2).$$

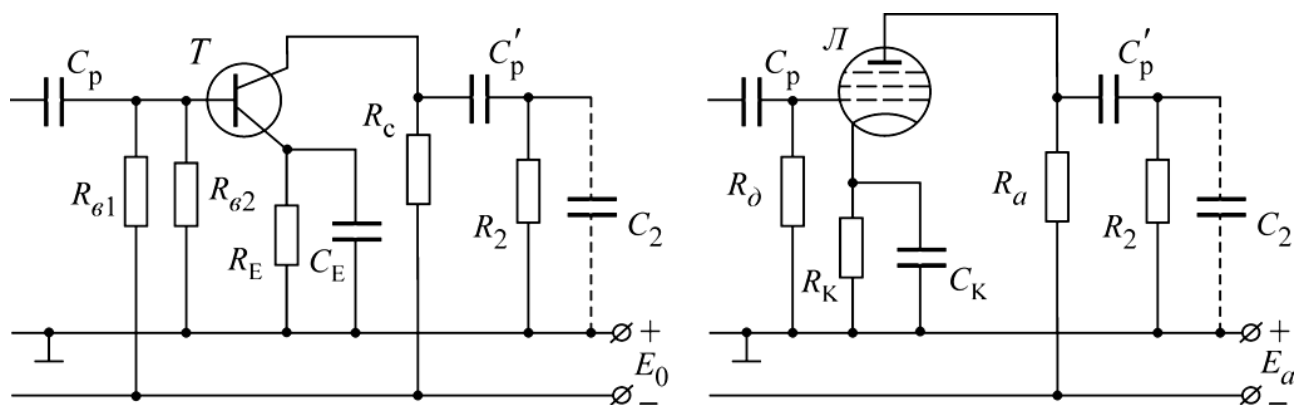


Рис. 7.19. Схемы резисторных окончательных каскадов усиления мощности

Для расширения полосы пропускания частот могут быть использованы высокочастотные коррекции: эмиттерная или, в случае лампового каскада, последовательная индуктивная коррекция, осуществляемая путем включения последовательно с конденсатором C_p' катушки индуктивности.

Трансформаторные широкополосные каскады усиления мощности находят применение в усилителях многоканальной связи с глубокой обратной связью.

7.6. Усилительные устройства с обратной связью

Отрицательная обратная связь в усилителях широко используется для улучшения их показателей. Однако обратная связь, осуществляемая в середине рабочего диапазона частот как отрицательная, может оказаться положительной на краях диапазона или за его пределами из-за фазовых сдвигов, вносимых усилителем и цепью обратной связи. В этом случае могут возникнуть условия, при которых на выходе появляется напряжение при отсутствии сигнала на входе. Возникновение собственных колебаний в усилителе называется самовозбуждением или генерацией. Сквозной коэффициент усиления при обратной связи выражается через $\dot{K}_t$ и B :

$$\dot{K}_{tF} = \dot{K}_t / (1 - \dot{K}_t B), \quad (0.81)$$

где

$$\dot{K}_{tF} = \dot{U}_2 / \dot{E}_1, \quad (0.82)$$

Отсюда следует, что при коэффициенте петлевого усиления

$$\dot{K}_l = \dot{K}_t B = 1$$

и $\dot{E}_1 = 0$ выражение для выходного напряжения

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{K}_t \dot{E}_1}{(1 - \dot{K}_t \dot{B})} = \frac{\dot{K}_t \dot{E}_1}{1 - \dot{K}_l} \quad (0.83)$$

превращается в неопределенность вида $\frac{0}{0}$, которая физически выражает возможность существования на выходе напряжения U_2 при отсутствии сигнала на входе.

Собственные колебания обычно оказываются настолько мощными, что подавляют полезный сигнал. Поэтому возникновение генерации в усилительном устройстве недопустимо, и основной задачей проектирования усилителя является обеспечение устойчивости в смысле отсутствия генерирования незатухающих колебаний, которое соблюдается при

$$K_l = 1 \quad (0.84)$$

и одновременно при

$$\varphi_l = \arg \dot{K}_l = 0. \quad (0.85)$$

Устойчивость усилителя достигается, если

$$K_l < 1 \quad (0.86)$$

на всех частотах, при которых $\varphi_l = 0$.

Если усилитель удовлетворяет условиям (7.14) и (7.15), то после прекращения внешнего воздействия напряжение на выходе стремится к нулю, а при

$$K_l > 1 \quad (0.87)$$

на частоте, где $\varphi_l = 0$, колебания, возникшие после внешнего воздействия в большинстве случаев носят нарастающий характер. На рис. 7.20 изображены упрощенные схемы (без показа цепей питания) усилительных устройств с отрицательной последовательной обратной связью по напряжению (рис. 7.20, а) и по току (рис. 7.20, б), у которых количество групп, создающих низкочастотный срез, на единицу меньше числа каскадов, охваченных обратной связью.

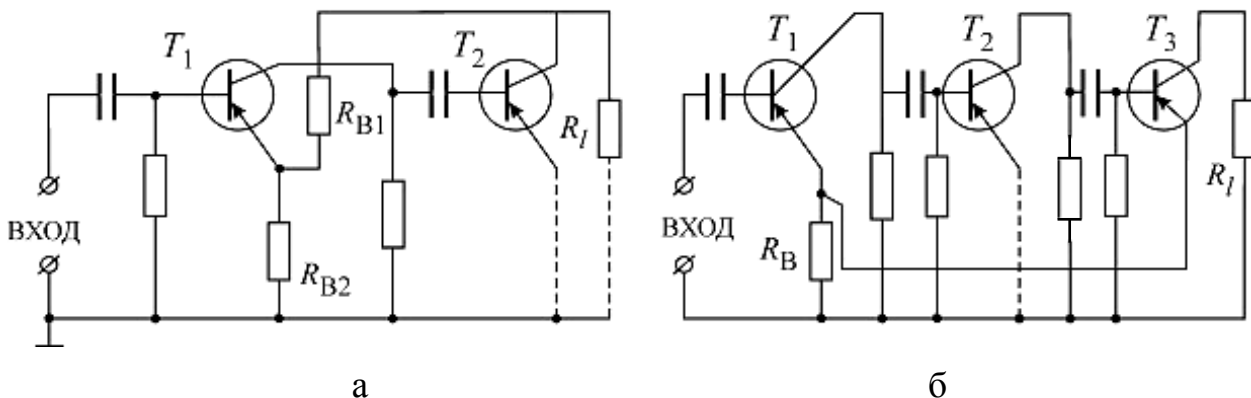


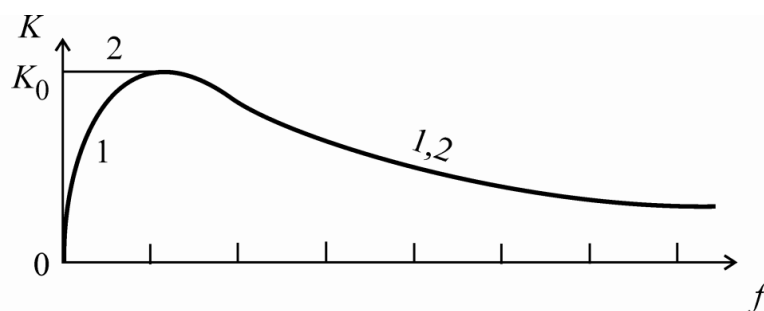
Рис. 7.20. Схемы усилителей, у которых число групп, создающих низкочастотных срез, на единицу меньше числа каскадов, охваченных обратной связью:

а – двухтранзисторный; б – трехтранзисторный

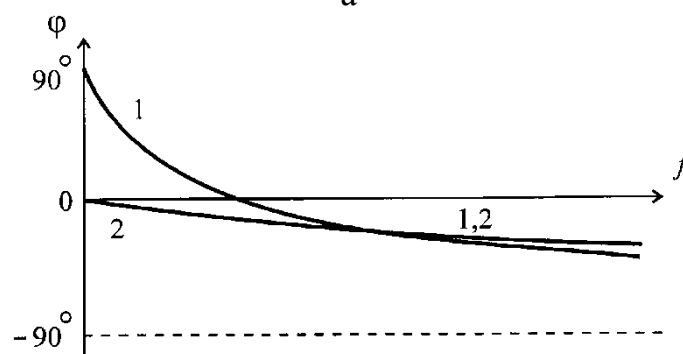
В современных усилителях, особенно микроминиатюрных, намечается тенденция к отказу от применения разделительных конденсаторов, при этом большая часть усилителя переменного тока выполняется по схеме усилителя постоянного тока с непосредственной связью. Эта тенденция также характерна и для усилителей с безтрансформаторным двухтактным выходом и усилителей, содержащих составные транзисторы. У некоторых усилителей обратная связь охватывает лишь каскады с непосредственной связью (до шести каскадов), что полностью снимает проблему обеспечения устойчивости в области нижних частот.

7.7. Усилители постоянного тока. Реактивные усилители

Под **усилителем постоянного тока** понимают усилитель, обладающий способностью усилить сколь угодно медленные электрические колебания. При уменьшении частоты усиливаемого сигнала (напряжения, тока) коэффициент усиления, в отличие от того, что наблюдается в усилителе переменного тока, остается постоянным; при этом низшая рабочая частота f_e равна нулю, а высшая рабочая частота f_h , как и в усилителе переменного тока, выбирается в зависимости от назначения постоянного тока (рис. 7.21, а). В усилителе постоянного тока нет элементов, создающих низкочастотный срез (в частности, разделительных конденсаторов и трансформаторов), поэтому при $f \rightarrow 0$ фазовый сдвиг, как показано на рис. 7.21, б, стремится к нулю, что эквивалентно расположению области средних частот вблизи $f = 0$. Разделительные элементы, как известно, не пропускают постоянную составляющую напряжения; при их отсутствии усилитель реагирует на сигнал в форме изменения (в частности, скачка) постоянного напряжения, поэтому переходная характеристика в области больших времен представляет собой горизонтальную прямую (рис. 7.21, в).



а



б

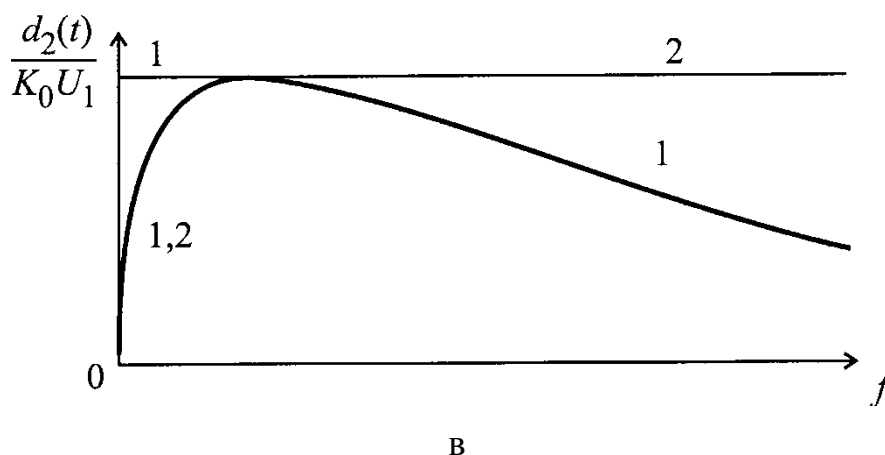


Рис. 7.21. Характеристики усилителей:
а – частотная; *б* – фазовая; *в* – переходная

На рис. 7.2: 1 – переменный ток; 2 – постоянный ток.

Усилители постоянного тока находят применение в различной радиоэлектронной аппаратуре: измерительных приборах (вольтметрах, омметрах, осциллографах, генераторах, фазометрах инфразвуковых частот и др.), стабилизаторах напряжений и тока, устройствах автоматической регулировки усиления, а также в счетно-решающих установках, следящих системах и т. д.

Усилители постоянного тока, являющиеся основными элементами электронных моделирующих машин, известны под названием операционных усилителей. В последнее время область использования усилителей постоянного тока значительно расширилась, так как они оказались очень удобными в качестве составной части многих видов усилителей переменного тока (звуковых и видеочастот, широкополосных усилителей многоканальной связи и др.). Это объясняется тем, что такого рода усилительные блоки не содержат сравнительно громоздких разделительных и других конденсаторов большей емкости, которые не могут являться внутренними элементами интегральных схем.

По принципу действия и схемному выполнению усилители постоянного тока делятся на два основных вида: **усилители постоянного тока прямого усиления** (иначе – с непосредственной связью) и **усилители постоянного тока с преобразованием**.

Особенность однокаскадных усилителей постоянного прямого усиления заключается в использовании гальванической связи между источником сигнала, усилительным элементом и нагрузкой, а в многокаскадных устройствах, кроме того, и между усилительными элементами. Под гальванической связью понимается связь, осуществляемая с помощью элементов, обладающих проводимостью для сколь угодно медленно изменяющегося тока – резисторов, диодов, стабилитронов и т. п. Если в качестве такого рода элемента используется проводник, то связь принято называть непосредственной.

Для компенсации начального тока однокаскадный усилитель выполняется по мостовой (иначе, балансной) схеме, содержащей усилительный элемент по меньшей мере в одном плече (рис. 7.22).

С целью доведения до нуля начального тока выходной цепи в одном из плеч располагается регулируемый элемент, например, переменный резистор. Его регулировка носит название **установка нуля**. Условие баланса моста, как известно, записывается так:

$$R_I / R_{II} = R_{III} / R_{IV}, \quad (0.88)$$

где в данном случае

$$R_{II} = U_c / I_c$$

представляет собой сопротивление транзистора постоянному току.

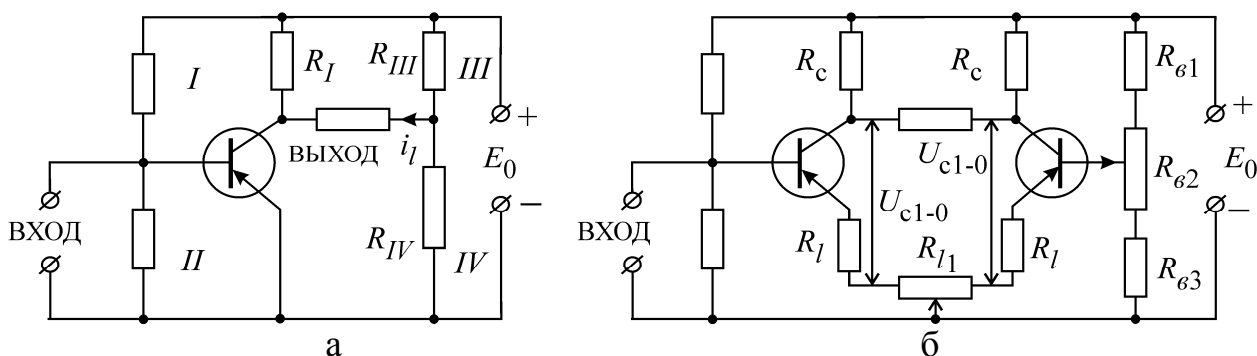


Рис. 7.22. Балансные (мостовые) схемы каскадов усилителя постоянного тока:
а – несимметричная; б – симметричная

Основой **реактивного усилителя** является управляемый (нелинейный) реактивный двухполюсник (рис. 7.23). В магнитном усилителе в качестве такого двухполюсника используется дроссель насыщения, а в емкостном усилителе – нелинейный конденсатор (вариконд) или емкостный диод (варикап). Питание реактивного усилителя осуществляется от источника переменного тока частоты f_0 , которая берется, по крайней мере, в пять–десять раз больше высшей частоты сигнала: $f_0 \geq (5-10)f_h$.

Принцип действия реактивного усилителя основан на том, что под действием входного сигнала (тока i_i или напряжения u_i) происходит изменение реактивного сопротивления нелинейного двухполюсника X_r и, следовательно, тока в цепи нагрузки, действующее значение которого равно

$$I_l = E / \sqrt{R_l^2 + X_r^2}.$$

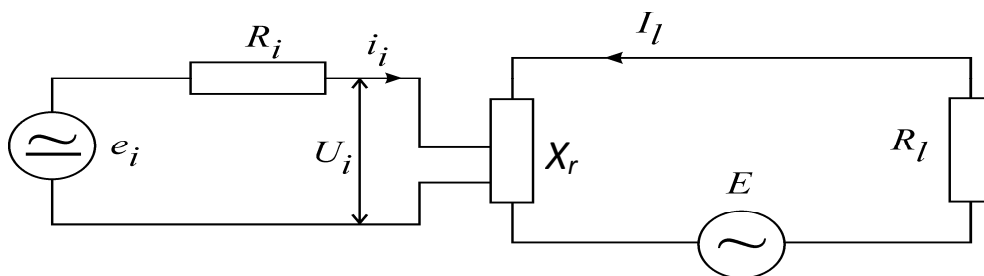


Рис. 7.23. Общая схема реактивного усилителя:

e_i, R_i – параметры источника сигнала; E, f – параметры источника питания; X_r – управляемый реактивный двухполюсник; R_l – сопротивление нагрузки

7.8. Общие вопросы усилительной техники

Общим назначением регулировки усиления, широко применяемой в элементах тракта передачи сигнала, в том числе и в усилителях, является изменение уровня сигнала. Например, в радиопередающем устройстве с амплитудной модуляцией уровень модулирующего сигнала подбирается таким, чтобы коэффициент модуляции доходил до единицы, но не возникала перемодуляция ($m \leq 1$); при механической записи звука максимальный уровень отклонения бороздки от своего среднего положения имеет определенный предел, который должен быть достигнут, но не превзойден и т. д.

В устройствах массового потребления (радиоприемниках, магнитофонах и пр.) регуляторы усиления используются для изменения громкости звука; при приеме телевизионных изображений регулировки уровня сигнала и развертки позволяют изменять контрастность и размер изображения, а также среднюю освещенность экрана.

В осциллографических усилителях регулировка уровня сигнала позволяет получить изображение рассматриваемого процесса с подходящими по высоте и ширине размерами.

Наконец, в усилителях, входящих в состав измерительных установок, регулировка усиления предназначена для изменения пределов измерения, а также для калибровки, т. е. приведения чувствительности прибора к определенному стандарту.

Регулировка усиления подразделяется на ступенчатую и плавную, последняя может быть как ручной, так и автоматической (т. е. зависящей от уровня сигнала). Само регулирование усиления (изменение уровня сигнала) чаще всего достигается с помощью делителя напряжения с изменяемой величиной коэффициента деления напряжения или основывается на изменении режима работы усилительного элемента с целью воздействия на его усилительные свойства. Во избежание перегрузки последующих каскадов (в смысле возрастания нелинейных искажений) регулировка усиления обычно осуществляется во входной цепи усилителя и в первых его каскадах.

Достоинство ступенчатой регулировки усиления состоит в том, что она позволяет изменять коэффициент усиления от одной ступени к другой в любое требуемое число раз. В то же время получение большого числа градаций усиления здесь затруднено. В широкополосных усилителях, применяемых, в частности, в измерительных приборах (осциллографах, милливольтметрах), ступенчатый регулятор выполняется как частотно-независимая цепь, для чего влияние входной емкости усилительного каскада компенсируется подключением к отдельным секциям (резисторам) делителя дополнительных конденсаторов.

Надежность усилительных устройств

Надежность определяется как свойство изделия выполнять заданные функции, сохраняя свои эксплуатационные показатели в заданных пределах в течение требуемого промежутка времени или требуемой наработки на отказ. Проблема надежности вызвана возрастанием сложности аппаратуры, число

элементов которой непрерывно увеличивается. Отсюда ясно, что в отношении надежности к каждому элементу следует предъявлять весьма жесткие требования. В теории надежности оперируют понятием об отказе. Отказ определяется как событие, заключающееся в нарушении работоспособности изделия, т. е. в выходе одного или нескольких показателей за пределы допусков, или в том, что оно полностью перестает выполнять свои функции. Отказы подразделяются на полные и частичные, а также на внезапные и постепенные.

Полный отказ означает выход из строя данного изделия; например, при обрыве вывода от резистора или пробое конденсатора имеют место полные отказы, при выходе сопротивления резистора или емкости конденсатора (обусловленного их старением) за пределы допусков, но при сохранении еще возможности функционирования аппарата отказы носят частичный характер.

Сущность постепенного отказа заключается в сравнительно медленном изменении свойств работающего изделия, вызванном его старением и износом, за счет которых изделие перестает удовлетворять техническим условиям.

Причиной внезапных отказов обычно является внезапное превышение допустимых нагрузок или скрытые дефекты при изготовлении изделия, например, пробой конденсатора из-за изменения толщины диэлектрика, разделяющего обкладки, обрыв цепи из-за небрежно выполненной пайки и т. д.

Характеристики надежности определяются путем статистической обработки большого числа измерений работоспособности как отдельных элементов, так и изделий в целом. К основным показателям надежности относятся **интенсивность отказов** и **вероятность безотказной работы**.

По истечении некоторого времени работы, t часть изделий из общего числа, $N(t)$, равная $\Delta N(t)$, выходит из строя за промежуток времени Δt , при этом интенсивность отказов составляет такую величину:

$$\lambda(t) = \Delta N(t) / N(t) \Delta t. \quad (0.89)$$

Зависимость $\lambda(t)$, представленная на рис. 7.24, содержит три характерных области.

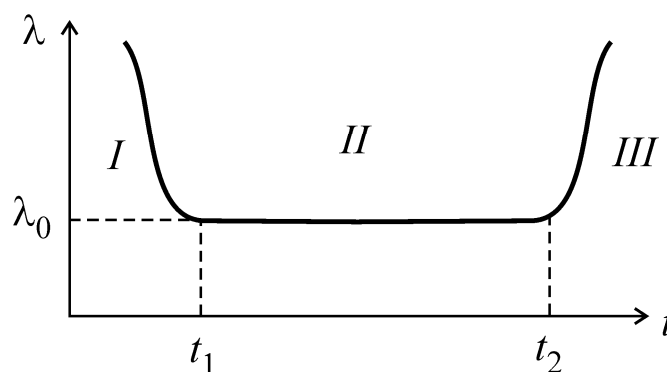


Рис. 7.24. Типовая характеристика интенсивности отказов от времени

В первой области от 0 до t_1 , называемой периодом (временем) приработки, интенсивность отказов велика из-за того, что выходят из строя изделия с недоброкачественными элементами, а также изделия, при сборке и монтаже которых были допущены ошибки (небрежная пайка, неплотные контакты и пр.); иногда сказывается отсутствие опыта в эксплуатации новой аппаратуры. Вторая область от t_1 до t_2 – период (время) нормальной эксплуатации – отличается постоянством интенсивности отказов, носящих случайных характер.

Наконец, в третьей области, начинающейся с момента t_2 , называемой периодом (временем) износа, сказываются износ и старение как элементов, так и изделий в целом, и интенсивность отказов возрастает.

Второй показатель надежности – вероятность безотказной работы – представляет собой отношение числа $N(t)$ исправно работающих изделий в момент t к полному числу изделий, поставленных на испытание (при $t = 0$), т. е. $N(0)$,

$$P(t) = N(t) / N(0) \quad (0.90)$$

при этом $0 < P(t) < 1$, $P(0) = 1$ и $P(\infty) = 0$.

Между $\lambda(t)$ и $P(t)$ существует определенная связь.

Придавая t приращение Δt , из формулы (7.19) получим

$$N(t + \Delta t) = N(0) P(t + \Delta t),$$

откуда следует, что число изделий, отказавших за интервал Δt , равно

$$N(t) - N(t + \Delta t) = -N(0) [P(t + \Delta t) - P(t)].$$

Обращаясь к формулам (7.18), (7.19) и имея в виду, что

$$N(t) - N(t + \Delta t) = \Delta N(t),$$

получим

$$\lambda(t) = -[P(t + \Delta t) - P(t)] / P(t) \Delta t.$$

Переходя от конечных приращений к дифференциалам, получаем уравнение

$$\lambda(t) = -[1 / P(t)] \alpha P(t) / dt. \quad (0.91)$$

Его решение для второй области, где $\lambda(t) \approx \lambda_0 = \text{const}$,

$$P(t) = e^{-\lambda_0 t}. \quad (0.92)$$

Это выражение носит название экспоненциального закона надежности, справедливого только для случайных и независимых отказов при условии, что отказ хотя бы одного элемента приводит к отказу усилителя в целом.

Поскольку вероятность безотказной работы усилителя равна произведению вероятностей безотказной работы m его элементов, то

$$P_m(t) = \prod_{i=1}^m P_i(t) = \exp \left(-t \sum_{i=1}^m \lambda_i \right)$$

или

$$P_m(t) = \exp(-\lambda_m t),$$

где $\lambda_m = \sum_{i=1}^m \lambda_i$.

Для невосстанавливаемых изделий может быть найдено среднее время безотказной работы T , равное среднему арифметическому из значений времени исправной работы всех изделий партии, т. е.

$$T = \sum_{i=1}^{N_0} T_i / N_0,$$

где N_0 – число изделий в партии;

T_i – время безотказной работы i -го изделия.

Среднее время безотказной работы находится путем вычисления интеграла [14]

$$\bar{T} = \int_0^{\infty} P(t) dt,$$

который при $\lambda(t) = \lambda_0 = \text{const}$ равен

$$\bar{T} = \int_0^{\infty} e^{-\lambda_0 t} dt = \frac{1}{\lambda_0} \text{ и соответственно } \bar{T}_m = 1 / \lambda_m = 1 / \sum_{i=1}^m \lambda_i.$$

8. ИМПУЛЬСНЫЕ И АВТОГЕНЕРАТОРНЫЕ УСТРОЙСТВА

Импульсная техника – область техники, исследующая, разрабатывающая и применяющая методы и технические средства генерирования (формирования), преобразования и измерения электрических импульсов. В измерительной технике также исследуются и анализируются процессы, возникающие при воздействии электрических импульсов на различные электрические цепи, устройства и объекты.

Электрические импульсы тока и напряженности широко используются для тех или иных целей в различных областях науки и техники. Наиболее широко электрические импульсы применяются в электрике при импульсном режиме работы электронных устройств различного назначения. Здесь находят применение как одиночные импульсы (радиоимпульсы и видеоимпульсы), так и главным образом последовательности импульсов (серии импульсов), образующих импульсные сигналы, несущие информацию или выполняющие функции управления работой электронных устройств.

При импульсном режиме электронные устройства подвергаются воздействию электрических сигналов не непрерывно (в течение всего времени работы устройства), а прерывисто. При этом прерывистая структура импульсных сигналов составляет принципиальную основу полезных функций устройства, работающего в импульсном режиме. Импульсные сигналы различаются по амплитуде и длительности импульсов, частоте их следования, а также по относительному взаимному расположению в серии.

Автогенераторные устройства – генерирование электрических колебаний (ГЭК), процесс преобразования различных видов электрической энергии в энергию электрических (электромагнитных) колебаний. Термин «ГЭК» применяется обычно к колебаниям в диапазоне радиочастот, возбуждаемым в устройствах (системах) с сосредоточенными параметрами (емкостью C , индуктивностью L , сопротивлением R), где электрические и магнитные поля пространственно разделены. При переходе к более высоким частотам (СВЧ и оптический диапазон) для возбуждения колебаний необходимы системы с распределенными параметрами. В этом случае говорят об электромагнитных колебаниях. Термин «ГЭК», как правило, не применяется, когда речь идет о получении переменных токов промышленных частот.

ГЭК осуществляется обычно либо путем преобразования энергии источников постоянного напряжения при помощи электронных приборов (вакуумных, газоразрядных и твердотельных), либо путем преобразования первичных электрических колебаний в колебания требуемой частоты и формы (параметрический генератор, квантовый генератор).

В зависимости от типа электронных приборов различают: ламповые генераторы (с электронными лампами), полупроводниковые генераторы (с полупроводниковыми триодами, туннельными диодами и др.), генераторы с газоразрядными приборами (тиратронами и др.). По форме колебаний, частоте, мощности и назначению различают: генераторы синусоидальных

(гармонических) колебаний, генераторы колебаний специальной формы, генераторы сверхвысоких частот и т. д.

Необходимые элементы генератора: источник энергии, цепи, в которых возбуждаются и поддерживаются колебания (пассивные цепи) и активный элемент, преобразующий энергию источника питания в энергию генерируемых колебаний. Активным элементом обычно являются электронные приборы, часто в сочетании с управляющими ими дополнительными цепями (цепями обратной связи).

Если энергия, подводимая в пассивные цепи, превосходит потери энергии в этих цепях, то любой возникший в них колебательный процесс будет нарастать. Если поступление меньше потерь, колебания затухают. Энергетическое равновесие, соответствующее стационарному режиму ГЭК осуществимо лишь при наличии нелинейных свойств у элементов системы. При их отсутствии в системе возможен либо нарастающий, либо затухающий колебательный процесс, а генерация стационарных электрических колебаний невозможна.

Если цепи, в которых возбуждаются и поддерживаются колебательные процессы, сами по себе обладают колебательными свойствами (например, колебательный контур или объемный резонатор), то частота и форма генерируемых колебаний в основном определяются частотой и формой их собственных колебаний. Роль активного элемента в этом случае сводится лишь к подкачке энергии в цепи для компенсации в них (включая отбор энергии потребителем).

8.1. Общие сведения об импульсных процессах

Радиотехнические устройства могут работать в непрерывном или импульсном режиме. В первом случае переходные процессы связаны обычно лишь с включением и выключением устройств. Во втором случае переходные процессы лежат в основе работы устройств.

В импульсной технике рассматриваются устройства, работающие в импульсном режиме. Эти устройства получили широкое распространение в радиолокационной аппаратуре, телевидении, вычислительной технике непрерывного и дискретного счета, импульсной радиосвязи, ядерной физике, измерительной аппаратуре и т. п.

Многообразие задач, решаемых при помощи импульсных устройств, обусловило наличие большого ассортимента импульсных схем, отличающихся друг от друга как в принципе, так и по параметрам.

Прежде чем изучать импульсные процессы и устройства, необходимо выяснить, что такое импульс. Мы примем определение [15], заключающееся в следующем: «**Электрическим импульсом** называется напряжение и ток, отличающиеся от нуля или постоянной величины лишь в течение короткого промежутка времени, малого или сравнимого с длительностью процесса установления в электрической системе, в которой действует этот ток или напряжение».

В случае следующих друг за другом импульсов будет предполагаться, что интервал между ними существенно превышает длительность процесса

установления. В противном случае мы будем называть это изменение переменным напряжением или током сложной формы».

По поводу последнего замечания следует сделать оговорку о том, что, строго говоря, процессы установления протекают бесконечно долго и на практике встречаются случаи, когда импульсами приходится называть сигналы, взаимно влияющие друг на друга, т. е. приходится снимать требование о полном окончании процессов установления в интервале между двумя соседними импульсами.

Если в определении импульса речь идет о величине мгновенного значения тока или напряжения, то импульсы называются видеоимпульсами (рис. 8.1, *а*). Если же под величиной понимается значение амплитуды синусоидального напряжения или тока, то мы имеем дело с радиоимпульсом (рис. 8.1, *б*).

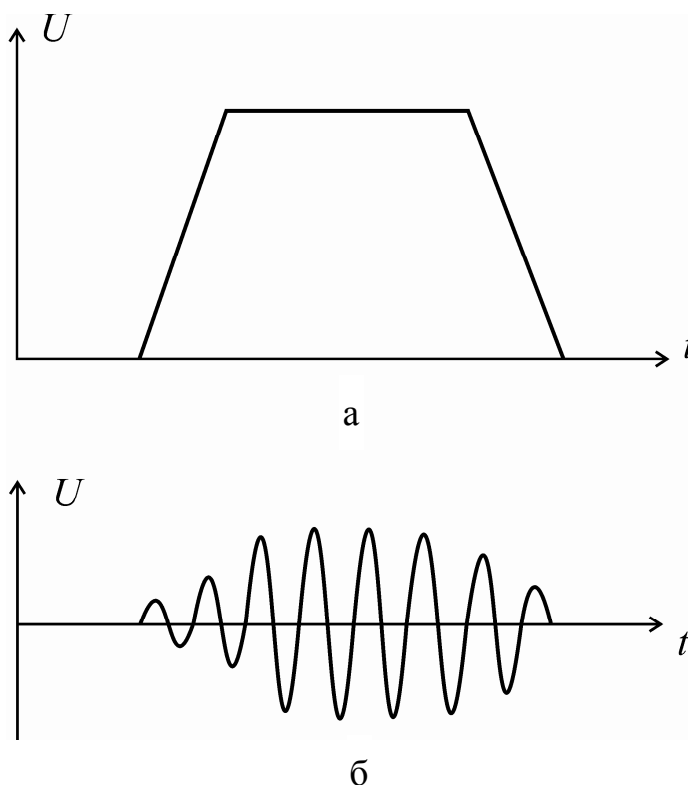


Рис. 8.1. Импульсы: *а* – видеоимпульс; *б* – радиоимпульс

Огибающая радиоимпульса является видеоимпульсом, в частности, синусоиды, называется **частотой заполнения**.

Можно сразу же отметить, что в курсах импульсной техники обычно принято изучать цепи и процессы, связанные с преобразованиями видеоимпульсов. Мы не будем нарушать этой традиции. В дальнейшем будем называть видеоимпульсы **проимпульсами**.

В импульсной технике могут применяться импульсы различной формы (рис. 8.2).

В общем случае импульс имеет фронт, соответствующий быстрому возрастанию (точки 1–2), вершину, соответствующую медленным изменениям

(точки 2–3) и срез, соответствующий быстрому убыванию (точки 3–4). В некоторых случаях (рис. 8.2, *в* и *д*) вершина отсутствует, и фронт сразу переходит в срез. В случаях прямоугольного и экспоненциального импульсов фронты представляют собой скачки.

То же следует сказать и о срезе идеального прямоугольного импульса.

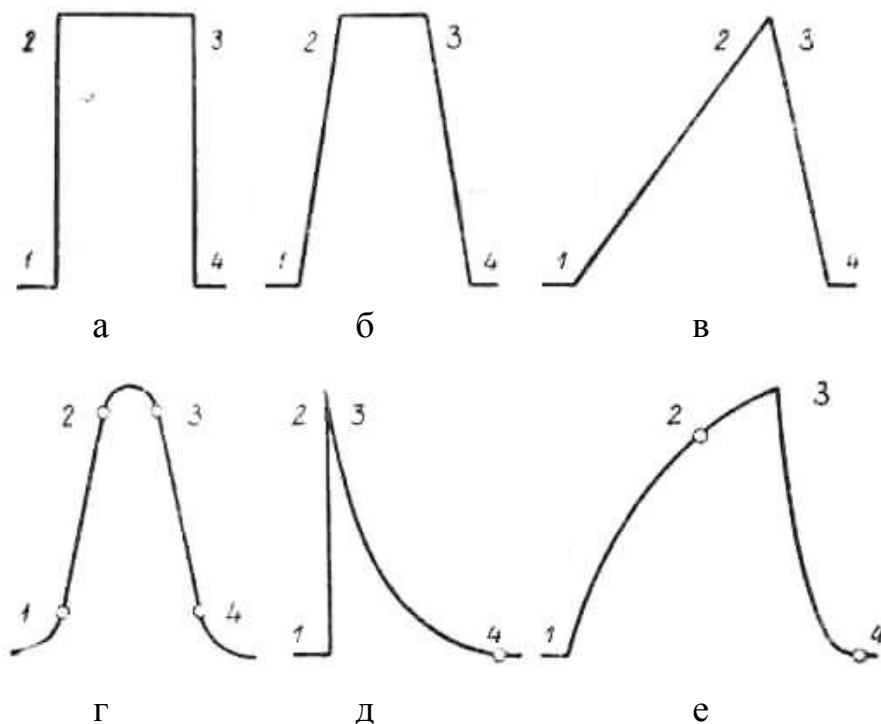


Рис. 8.2. Распространенные формы импульсов:

а – идеально прямоугольный; *б* – трапецеидальный; *в* – треугольный; *г* – колокольный; *д* – экспоненциальный; *е* – с экспоненциальным фронтом и срезом

Легко заметить, что на эпюрах рис. 8.2, *г*, *д* и *е* длительности фронта и среза выражены нечетко. То же относится к срезу экспоненциального импульса (рис. 8.2, *д*). Благодаря этому нечетко выражена и длительность самого импульса. В таких случаях приходится вводить некоторые условные понятия об указанных параметрах импульсов.

На рис. 8.3 показан импульс приблизительно прямоугольной формы с амплитудой A (здесь и ниже амплитудой называется максимальное значение напряжения (тока) в импульсе). Длительности фронта t_{ϕ} и среза $t_{ср}$ определяются как время изменения между значениями $0,1 A$ и $0,9 A$.

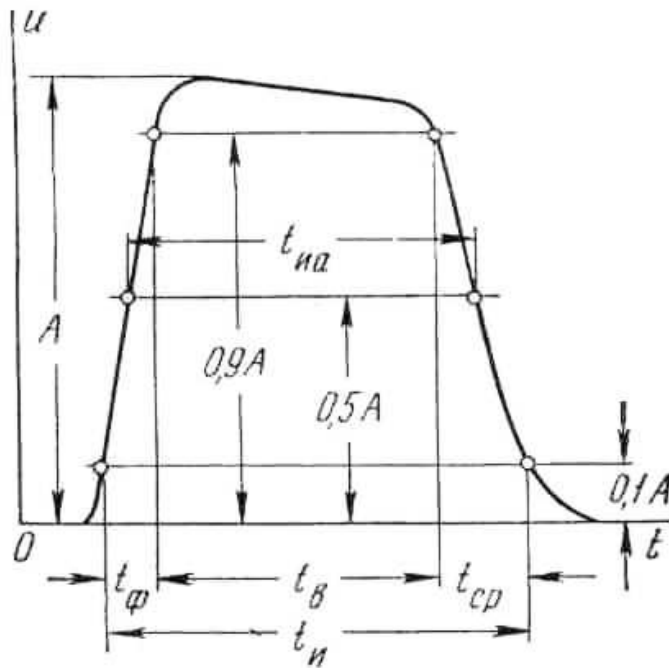


Рис. 8.3. Импульс произвольной формы

Длительность вершины t_B измеряется на уровне $0,9 A$. Длительность импульса $t_H = t_{\phi} + t_B + t_{\psi}$. Иногда вводят так называемую активную длительность импульса t_{ia} , измеряемую на уровне $0,5 A$.

При наличии периодической последовательности импульсов (рис. 8.4) вводят понятие об интервале (паузе) между соседними импульсами t_{II} и периоде следования (повторения) импульсов T . Величина, обратная периоду следования $F = 1/T$, называется частотой следования импульсов.

Важным параметром импульсного процесса является скважность:

$$Q = T / t_H. \quad (0.93)$$

Величина, обратная скважности, называется коэффициентом заполнения $K_z = 1/Q$. В импульсных генераторах и усилителях коэффициент заполнения показывает, какую часть периода эти устройства работают в форсированном или облегченном режимах.

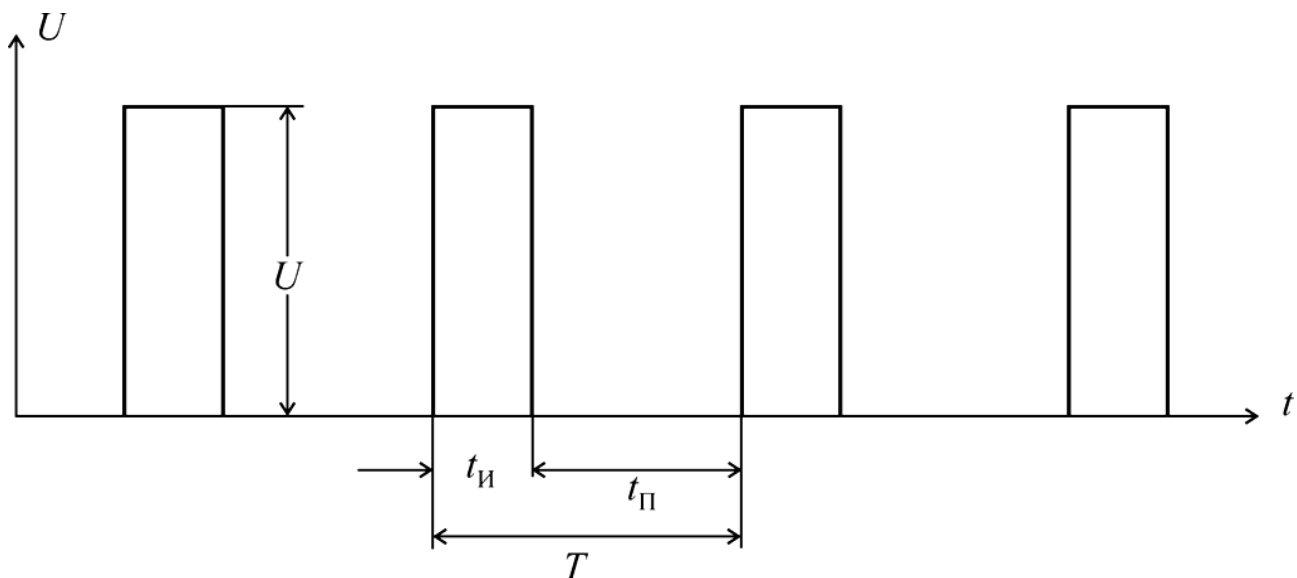


Рис. 8.4. Импульсный процесс

В импульсных модуляторах K_3 показывает, какую часть периода происходит накопление энергии (t_{Π}) и ее форсированная отдача ($t_{И}$). Скважность изменяется в пределах от величин, близких к единице, до тысяч.

Устройства, в которых осуществляются основные виды преобразований импульсных сигналов или в которых используются эти сигналы, можно классифицировать следующим образом:

- 1) цепи, служащие для неискаженной передачи импульсов;
- 2) простейшие формирующие цепи;
- 3) усилители импульсов;
- 4) генераторы импульсов;
- 5) схемы запуска, синхронизации и деления частоты;
- 6) логические схемы.

Рассмотрим назначение и основные особенности этих видов цепей.

1. Цепи, служащие для неискаженной передачи импульсов. В импульсной технике часто возникает проблема передачи импульсного сигнала от одного устройства к другому. Эта проблема не всегда просто решается, ибо она связана с потерями мощности сигнала, искажениями его формы и временными задержками. Часто при передаче импульсов от одного устройства к другому следует разделить (развязать) эти устройства по постоянной и составляющей.

К рассматриваемым цепям относятся переходные (разделительные) цепи, импульсные трансформаторы, кабели, предназначенные для передачи видеоимпульсов, искусственные длинные линии. Все указанные цепи являются линейными, но их структура и схемы различны. В основном эти различия определяются тем, что в одних случаях в состав цепей входят конденсаторы и сопротивления (RC), в других – индуктивности, конденсаторы и сопротивления (RLC). Это обуславливает различный характер процессов и различное математическое описание.

2. Простейшие формирующие цепи. К простейшим формирующим цепям можно отнести укорачивающие и интегрирующие цепи, контуры

ударного возбуждения, ограничители, пиктрансформаторы. В известном смысле к ним можно отнести модуляторы и вспомогательные устройства, называемые фиксаторами уровня.

Процессы в рассматриваемых цепях, которые мы условно объединили, чрезвычайно многообразны. Это определяется, во-первых, тем, что здесь можно различать, как и в предыдущем случае, цепи, содержащие RC , и цепи, содержащие RLC : во-вторых, тем, что в рассматриваемых формирующих цепях могут применяться электронные лампы или полупроводниковые приборы; и, наконец, тем, что простейшие формирующие цепи бывают линейными и нелинейными. Последнее обстоятельство является принципиальным, ибо оно обуславливает различие в подходе к описанию явлений. Однако, как мы попытаемся показать далее, практически не имеет смысла резко разграничивать линейные и нелинейные формирующие цепи.

3. Усилители импульсов – видеоусилители. К видеоусилителям принято относить усилители, предназначенные для усиления сигналов, характеризующихся широким спектром (например, импульсных сигналов). В простейших случаях в качестве таких усилителей могут быть использованы усилители с активной анодной или катодной нагрузками, имеющие достаточно широкую полосу пропускания. Такие усилители содержат цепи RC .

При использовании для цепей расширения полосы пропускания корректирующих индуктивностей создаются цепи, содержащие RLC . Если нагрузкой лампы (транзистора) является катушка индуктивности или импульсный трансформатор, то, хотя такие устройства и не принято считать видеоусилителями, все же они фактически осуществляют передачу импульсов, часто с увеличением их амплитуды. При этом во многих случаях перед подобными устройствами ставится задача сохранить форму импульса. Указанные устройства, так же, как и усилители на сопротивлениях, в которых применяются корректирующие индуктивности, следует отнести к цепям, содержащим RLC .

Независимо от того, к каким цепям мы относим усилители, их необходимо еще разделить на ламповые и транзисторные, ибо усилители на транзисторах могут существенно отличаться от соответствующих усилителей на электронных лампах.

4. Генераторы импульсов. Генераторами импульсов следует называть нелинейные устройства, вырабатывающие импульсы, амплитуда и форма которых, как правило, целиком определяются параметрами и типом схемы самого генератора. Внешнее переменное напряжение, если оно передается на генератор, можно определить лишь на момент генерации очередного импульса («запускать генератор»). Широкий класс генераторов импульсов может работать и без воздействия на них внешнего переменного напряжения. В этом случае параметрами самого генератора определяются не только амплитуда и форма импульсов, но и период их следования. Такой режим работы генераторов называется автоколебательным режимом, а сами генераторы – автогенераторами.

Генераторы можно разделить на два принципиально различных типа. К первому типу относятся такие устройства, которые формируют выходное напряжение только в течение того времени, когда на входе действует какой-то сигнал. Обычно этот сигнал можно назвать коммутирующим, ибо он запирает или отпирает лампу (транзистор) генератора. Сами же генераторы часто называются формирующими каскадами. Характерным признаком этих устройств является то, что для их срабатывания не требуется наличия положительной обратной связи.

Ко второму типу генераторов относятся устройства, в которых лампа (транзистор) охвачена положительной обратной связью (рис. 8.5), причем эта связь должна быть достаточной для того, чтобы осуществлялось самовозбуждение (регенеративный процесс).



Рис. 8.5. Положительная обратная связь в генераторах импульсов

Строго говоря, только эти устройства и следовало бы называть генераторами. Они работают либо в режиме автоколебаний, либо входной сигнал используется лишь для перевода схемы в режим генераций. В последнем случае схема называется ждущей (ждет допуска), а входной сигнал – пусковым, спусковым или запускающим.

Характерным для рассматриваемого типа генераторов является то обстоятельство, что положительная обратная связь, вызывающая регенеративные процессы, осуществляется только для перевода схемы из одного качественного состояния в другое. В остальное время указанная положительная обратная связь отсутствует.

В основном в импульсной технике применяются генераторы почти прямоугольных импульсов и генераторы линейно изменяющихся напряжений и токов. К генераторам прямоугольных импульсов следует отнести мультивибраторы, триггеры и блокинг-генераторы, причем они являются разновидностями генераторов второго типа, т. е. схемами с положительной обратной связью.

Несколько обособленно можно рассматривать импульсные схемы на туннельных, ганновских и ИМРАТ-диодах, в которых используется падающий участок вольт-амперной характеристики (отрицательное сопротивление). Практически наличие падающего участка характеристики эквивалентно осуществлению положительной обратной связи.

5. Схемы запуска, синхронизации и деления частоты. Генераторы импульсов могут работать не только в режиме автоколебаний или в ждущем

режиме, но иногда применяется режим синхронизации или деления частоты, в принципе они не зависят от типа генератора.

6. Логические схемы. Логические схемы, в том числе простейшие из них, называемые логическими элементами, служат для реализации логических зависимостей. Подобные схемы также можно отнести к импульсным устройствам.

8.2. Схемы преобразования импульсов, содержащие цепи RC

Цепи RC получили весьма широкое распространение в импульсной технике. Можно утверждать, что различные преобразования импульсов во многих случаях осуществляются при помощи цепей, в состав которых входят сопротивления и конденсаторы.

Здесь рассматриваются схемы, формирующие импульсы. Что же касается устройств, генерирующих импульсы, в том числе и тех, которые содержат цепи RC , то их рассмотрению будут посвящены следующие главы.

Мы рассмотрим следующие цепи: простейшие линейные цепи, нелинейные цепи, усилители и ограничители.

Простейшие линейные цепи RC . К простейшим линейным цепям RC мы относим цепь (рис. 8.6), которая используется как переходная или укорачивающая, если выходное напряжение ($U_{вых1}$) снимается с сопротивления R , или как интегрирующая, если выходное напряжение ($U_{вых2}$) снимается с конденсатора C .

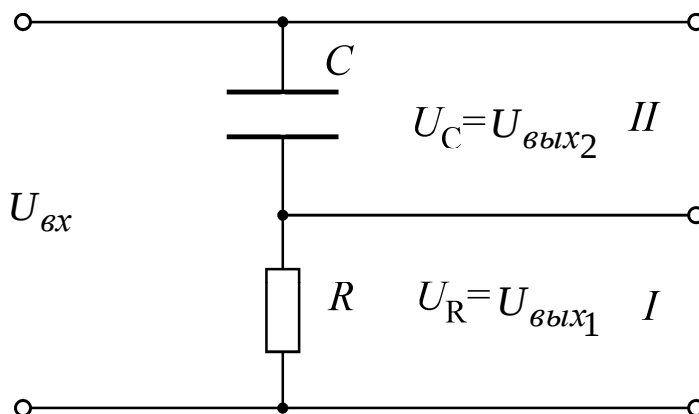


Рис. 8.6. Простейшая цепь RC с укорачивающим (I) и интегрирующим (II) выходами

В соответствии с этим можно считать, что рассматриваемая цепь RC имеет укорачивающий и интегрирующий выходы.

На рис. 8.7 показаны прямоугольные входные импульсы $U_{вх}$ и типичные выходные импульсы, которые обычно получают в подобной схеме.

Если получается импульс, соответствующий эпюре на рис. 8.7, б, то цепь называется переходной (неискажающей). Кривые, изображенные на рис. 8.7, в,

соответствуют укорочению входного импульса, хотя цепь в этом случае иногда называется дифференцирующей.

Эпюра на рис. 8.7, *з* характеризует растягивание входного импульса за счет растягивания фронта и среза. Чаще всего это явление происходит независимо от нашего желания и считается вредным. Но иногда растягивание фронта и среза производится со специальной целью. Хотя никакого интегрирования импульса здесь не наблюдается, цепь все же часто называют интегрирующей. Более или менее точное интегрирование отражено эпюрой на рис. 8.7, *д*, но в этом случае выходное напряжение обычно мало по сравнению с входным.

В реальных условиях цепь RC несколько сложнее, чем цепь, изображенная на рис. 8.6, ибо приходится учитывать внутреннее сопротивление генератора импульсов и паразитные емкости схемы.

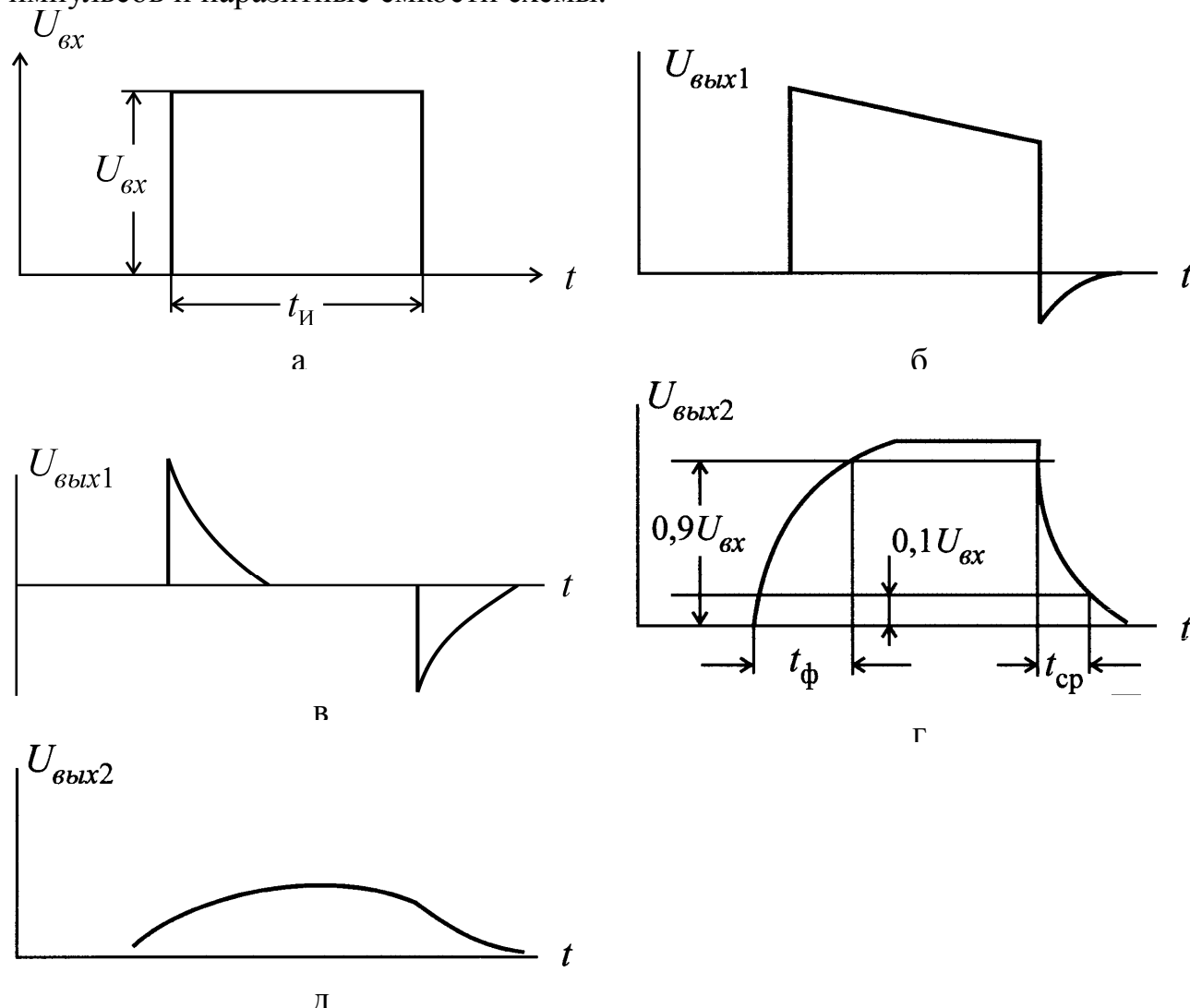


Рис. 8.7. Возможные формы напряжения на укорачивающем ($U_{вых1}$) и интегрирующем ($U_{вых2}$) выходах RC -цепи при воздействии прямоугольного импульса: *а* – входной импульс; *б* – неискаженная передача; *в* – укорочение; *з* – растягивание фронтов импульса; *д* – приближенное интегрирование

Часто используются **нелинейные цепи RC** , у которых сопротивление зависит от величины или полярности приложенного к цепи напряжения.

Типичные схемы, в которых использованы нелинейные цепи RC , – это фиксаторы уровня, модуляторы с емкостным накопителем и фильтры развязки, поставленные в импульсных схемах. Фиксаторы уровня задаются при малой скважности импульсного процесса, если амплитуда, период следования или длительность импульсов не является постоянными величинами.

В этом случае приходится фиксировать начальный уровень $U_{нач}$ выходных импульсов ($U_{вых1}$) переходной RC -цепи сверху (рис. 8.8, *а*) или снизу (рис. 8.8, *б*).

Использование нелинейной цепи RC в модуляторах с емкостным накопителем и в фильтрах развязки импульсных цепей весьма сходно по физическим процессам.

В обоих случаях действительны эпюры для U_C (рис. 8.9, *а*) и U_R (рис. 8.9, *б*).

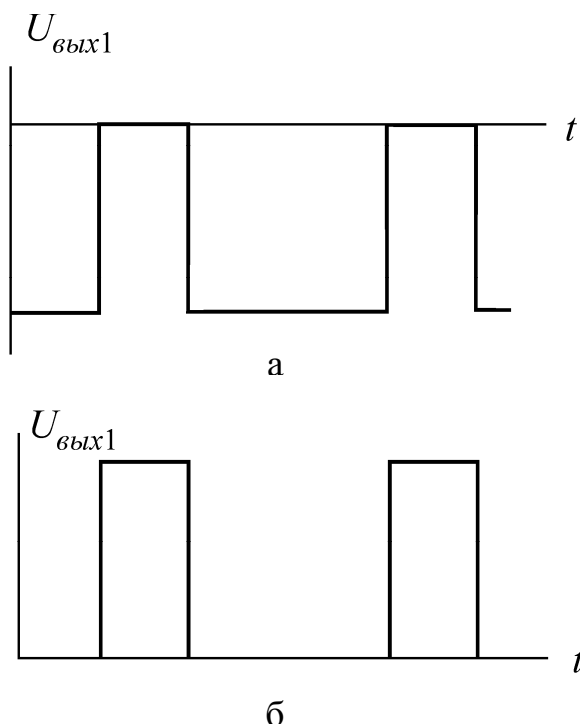


Рис. 8.8. Фиксирование начального уровня импульса: *а* – сверху; *б* – снизу

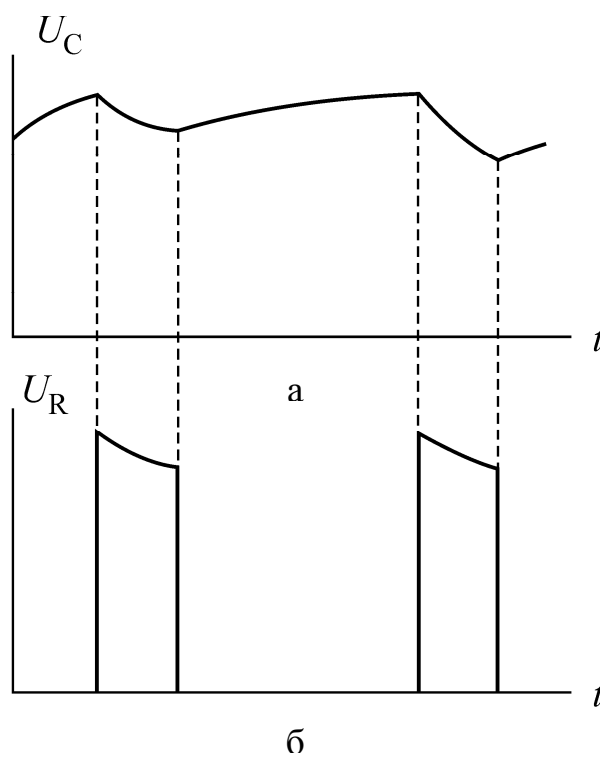


Рис. 8.9. Напряжение в модуляторах и на фильтрах развязки: *а* – на емкости; *б* – на нагрузке

Простейшие схемы **усилителей импульсов** обычно содержат, кроме лампы транзистора, сопротивления и емкости. Поэтому их также следует отнести к цепям, содержащим RC . Усилители, в которых применяется корректирующая индуктивность, дроссели или импульсные трансформаторы, т. е. цепи RLC .

Ограничители являются нелинейными формирующими устройствами. Они содержат, кроме нелинейных элементов, сопротивления и емкости, хотя последние не включаются специально, а являются паразитными. Они могут

ограничивать (срезать) входные сигналы $U_{вх}$ сверху (рис. 8.10, б), снизу (рис. 8.10, в) при разных порогах и уровнях ограничения.

8.2.1. Линейные цепи RC

Как отмечалось выше, цепь, изображенная на рис. 8.6, может быть использована как укорачивающая, переходная или интегрирующая.

То или иное использование цепи зависит, с одной стороны, от того, с какого элемента схемы снимается выходное напряжение, и, с другой от соотношения между длительностью входного импульса t_H и постоянной времени цепи RC .

Поскольку указанные различия не связаны с принципиально разными физическими явлениями, то удобно рассматривать процессы в переходной, укорачивающей и интегрирующей цепях лишь как частные случаи процессов в цепи, изображенной на рис. 8.6.

Рассмотрим сначала поведение цепи RC при воздействии на нее прямоугольного входного импульса с амплитудой $U_{вх}$ и длительностью t_H , а затем выясним, как работает эта цепь при подаче входного импульса произвольной формы.

8.2.2. Идеальная цепь RC при воздействии прямоугольного импульса

В начале рассмотрим цепь RC , в которой не учтены паразитные емкости и выходное сопротивление генераторов импульсов (рис. 8.11). Физические процессы в этой цепи определяются зарядом конденсатора C во времени действия входного импульса и его разрядом после прекращения действия этого импульса.

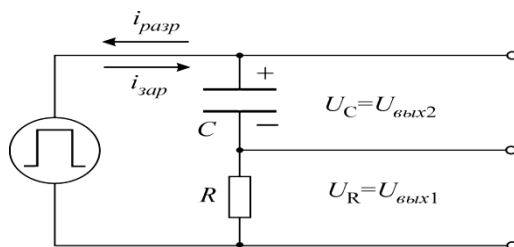
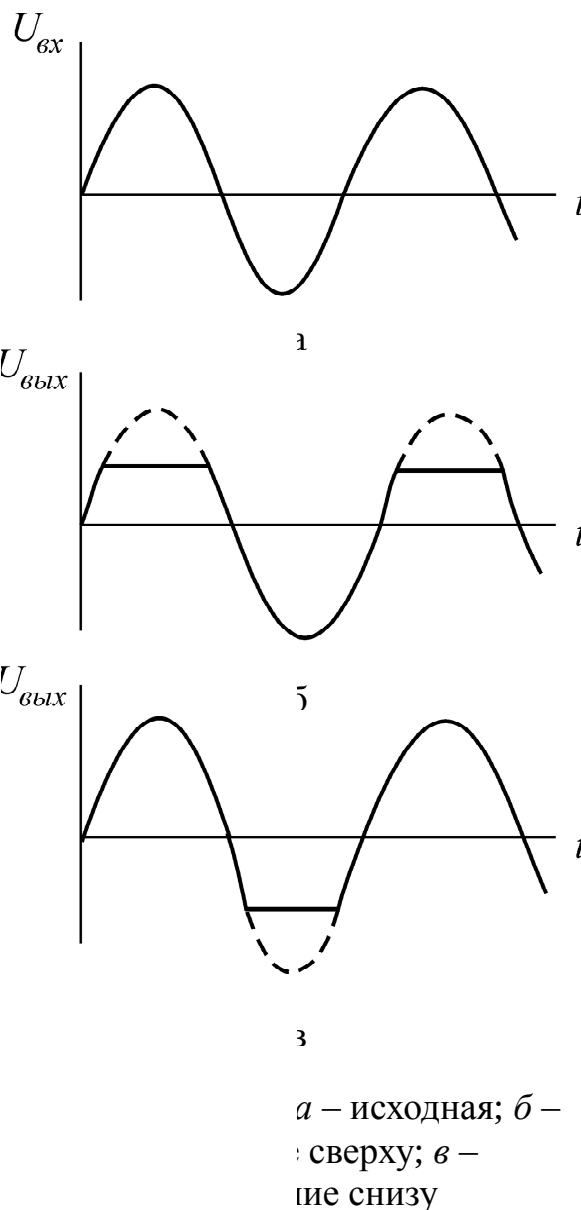


Рис. 8.11. Схема линейной цепи RC при воздействии прямоугольного входного импульса



При этом для любого момента времени можно написать:

$$U_{\text{ex}} = U_C + U_R. \quad (0.94)$$

Процесс заряда конденсатора С

Во время действия импульса

$$U_R = i_{\text{зар}} R, \quad (0.95)$$

где

$$i_{\text{зар}} = C \frac{dU_C}{dt} \quad (0.96)$$

– ток конденсатора С.

Поэтому соотношение (8.2) переписывается в виде дифференциального уравнения

$$U_C + RC \frac{dU_C}{dt} = U_{\text{ex}}. \quad (0.97)$$

Если на входе действует прямоугольный импульс ($U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}$), то решение этого уравнения при начальных условиях $t = 0$; $U_C = 0$, как известно, имеет вид:

$$U_{\text{вых}2} = U_C = U_{\text{ex}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (0.98)$$

где $\tau = RC$ – постоянная времени цепи заряда.

Отсюда, с учетом (8.4), имеем:

$$i_{\text{зар}} = \frac{U_{\text{ex}}}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} = I_{\text{зар макс}} e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (0.99)$$

Подставляя полученные значения $i_{\text{зар}}$ в соотношение (8.3):

$$U_{\text{вых}1} = U_R = U_{\text{ex}} e^{-\frac{t}{\tau}} = U_{\text{вых}1 \text{ макс}} e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (0.100)$$

Заметим, что постоянная времени заряда τ не равна времени, в течение которого конденсатор С полностью (точнее, практически полностью) заряжается или ток заряда $i_{\text{зар}}$ спадает практически до нуля.

Действительно, если принять $t = \tau$, то соотношение (8.6) дает

$$U_{Ct=\tau} \cong U_{\text{ex}} \left(1 - \frac{1}{2,7} \right) \cong 0,63 U_{\text{ex}}, \quad \text{а из соотношения (8.7) следует, что } i_{\text{зар}t=\tau} = 0,37 I_{\text{зар макс}}.$$

Рассмотрим вначале случай, когда конденсатор не успевает полностью заряжаться, и для определенности положим, что

$$t_{\text{И}} < \tau. \quad (0.101)$$

При этом (рис. 8.12) за время t_{II} действия входного прямоугольного импульса с амплитудой $U_{вх}$ (эпюра на рис. 8.12, а) конденсатор C успевает зарядиться до величины $U_{C\max} = U_{вых2\max}$ (эпюра на рис. 8.12, б), ток $i_{зар}$ упадет до значения $I_{зар\min}$ (эпюра на рис. 8.12, в), а напряжение $U_{вых1}$ – до значения $U_{зар1\min}$ (эпюра на рис. 8.12, г).

Указанные величины будут достигнуты к моменту окончания входного импульса и, в соответствии с (8.6)–(8.8), окажутся равными:

$$U_{вых2\max} = U_{C\max} = U_{вх} \left(1 - e^{-t/\tau}\right), \quad (0.102)$$

$$I_{зар\min} = I_{зар\max} \cdot e^{-t_{II}/\tau}, \quad (0.103)$$

$$U_{вых1\min} = U_{вх} e^{-t_{II}/\tau}. \quad (0.104)$$

Во втором случае, когда конденсатор практически полностью зарядился, нужно принять

$$t_{II} \cong (3-5)\tau. \quad (0.105)$$

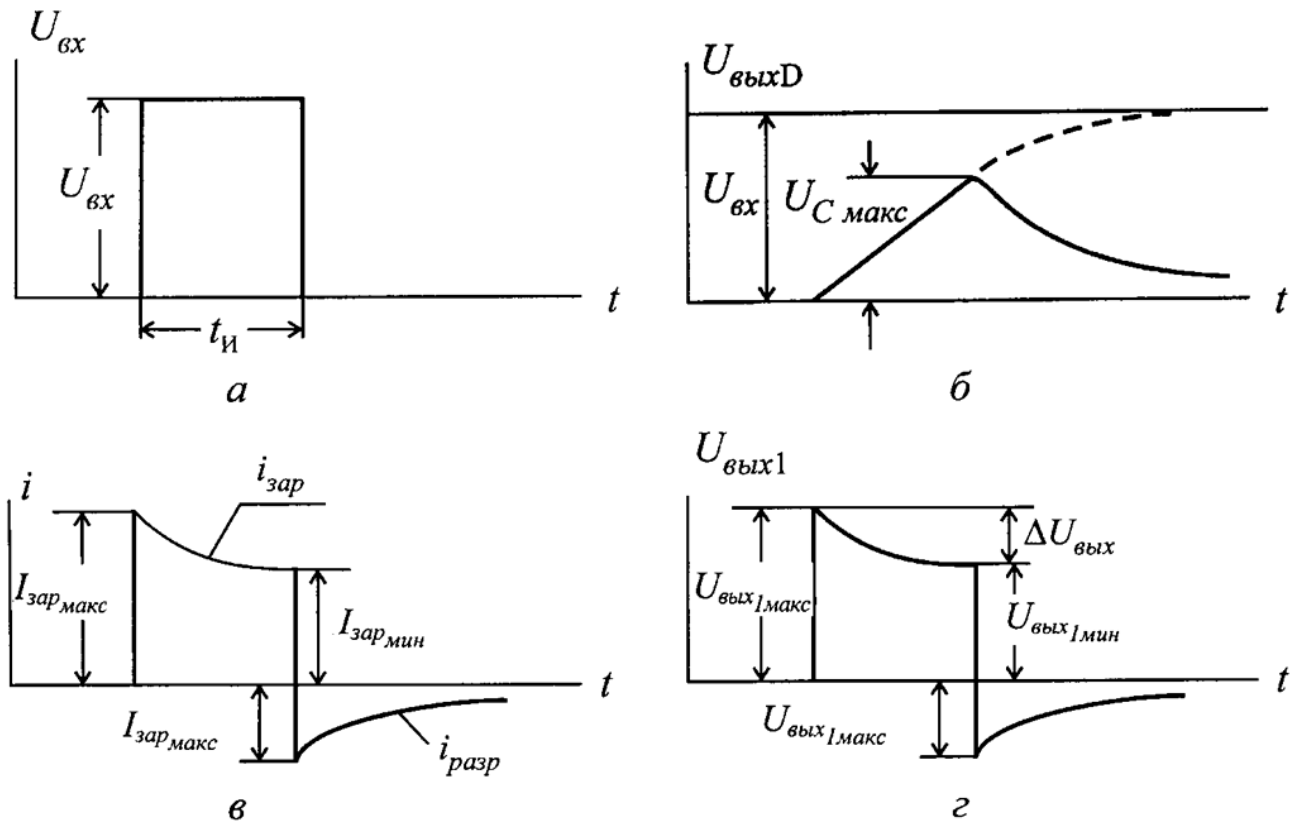


Рис. 8.12. Эпюры напряжений токов, действующих в линейной цепи RC при $t_{II} < \tau$: а – входное напряжение $U_{вх}$; б – выходное напряжение $U_{вых2} = U_C$ на интегрирующем выходе; в – ток заряда $i_{зар}$ и разряда $i_{разр}$; г – выходное напряжение $U_{вых1}$ на укорачивающем выходе

Процесс разряда конденсатора C

Тогда под влиянием входного импульса (эюра на рис. 8.13, *а*), конденсатор C зарядится практически до напряжения $U_{C\text{ макс}} = U_{\text{вых}2\text{ макс}}$ (эюра на рис. 8.13, *б*), ток $i_{\text{зар}}$ (эюра на рис. 8.13, *в*) и напряжение $U_{\text{вых}1}$ (эюра на рис. 8.13, *г*) упадет практически до нуля.

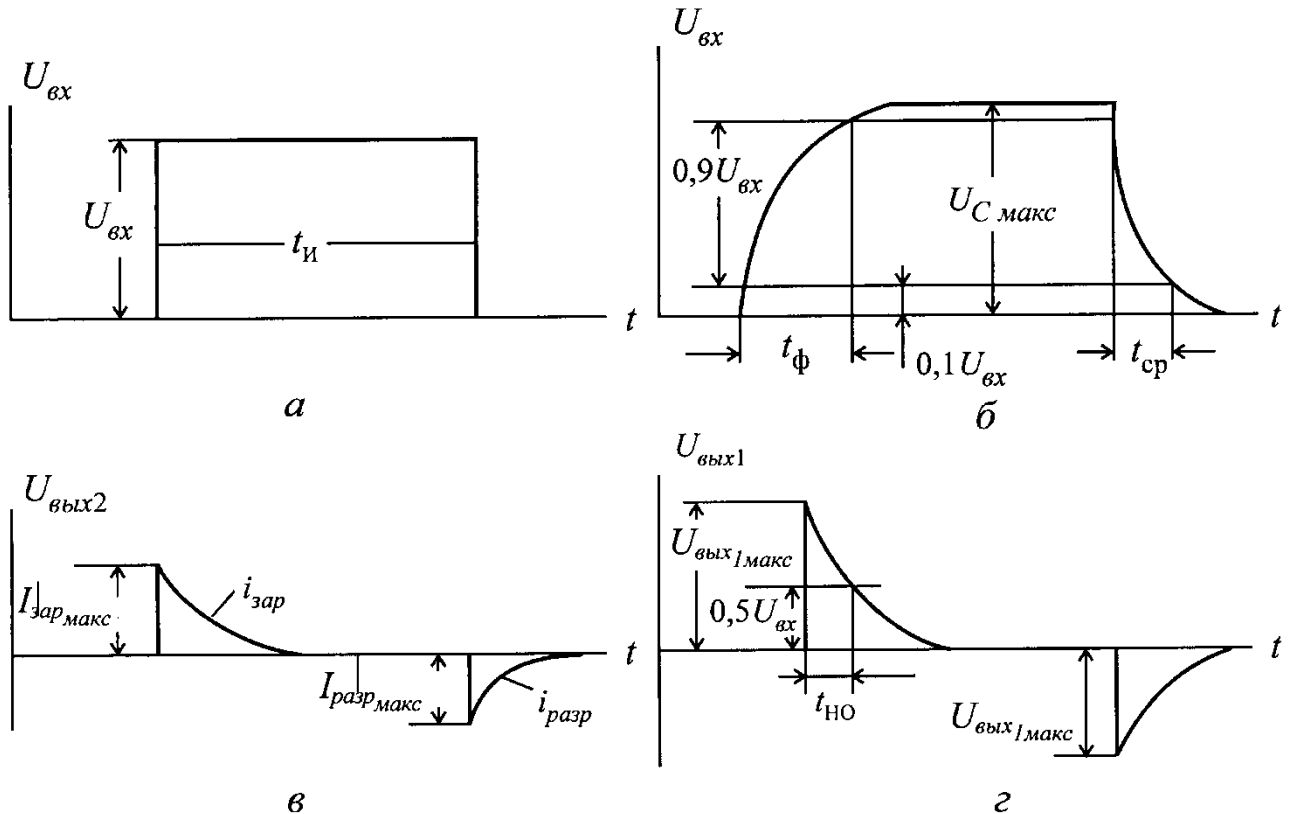


Рис. 8.13. Эюры напряжения и токов, действующих в линейной цепи RC при $t_{\text{и}} > (3-5)\tau$. *а* – входное напряжение $u_{\text{вх}}$; *б* – выходное напряжение $u_{\text{вых}2} = u_C$ на интегрирующем выходе; *в* – ток заряда $i_{\text{зар}}$ и разряда $i_{\text{разр}}$; *г* – выходное напряжение $u_{\text{вых}1}$ на укорачивающем выходе

Дифференциальное уравнение, описывающее процесс разряда конденсатора, имеет вид:

$$u_C + RC \frac{du_C}{dt} = 0, \quad (8.14)$$

так как

$$i_{\text{разр}} = C \frac{dU_C}{dt}. \quad (8.15)$$

Основные показатели идеальных цепей RC

Рассмотрим переходные, укорачивающие и интегрирующие цепи отдельно.

На рис. 8.14 изображена схема реальной цепи RC , которая, в зависимости от того, выполняется (8.9) или (8.13), может быть переходной (разделительной) или укорачивающей.

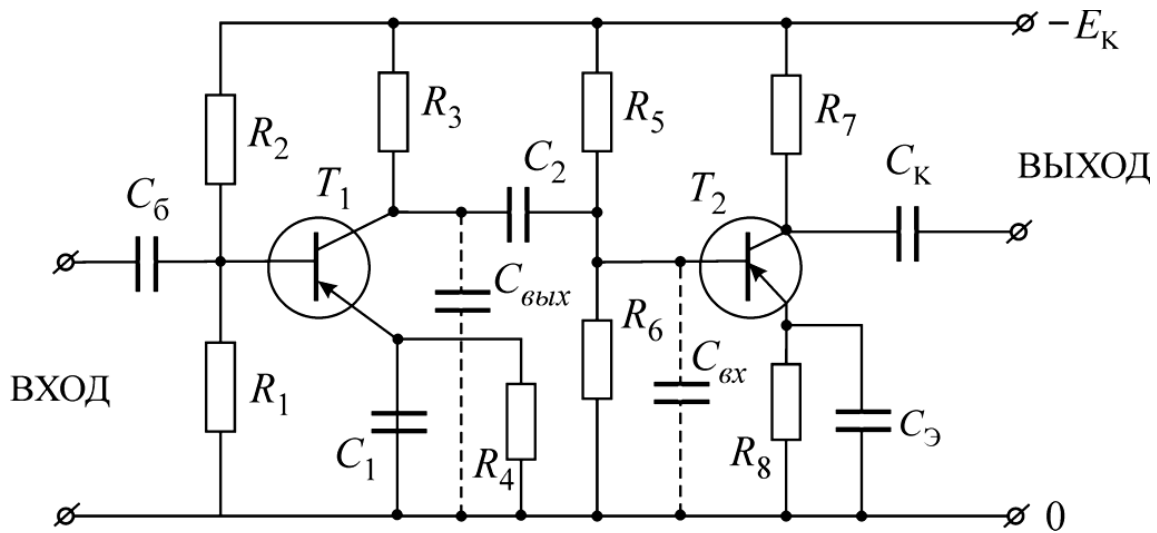


Рис. 8.14. Схема реальной переходной или укорачивающей цепи RC , включенной между двумя каскадами

При рассмотрении этой цепи мы по-прежнему не будем учитывать влияние $C_{вых}$ и $C_{вх}$, а также выходного сопротивления каскада, собранного на транзисторе T_1 .

При использовании цепи RC в качестве переходной, основное требование заключается в обеспечении небольшого спада вершины $\Delta U_{вых}$ (рис. 8.12, z).

Собственно, важно уменьшить не абсолютное значение спада, а относительное, которое записывается:

$$\beta_H = \frac{\Delta U_{вых}}{U_{+вых1_{\max}}}. \quad (8.16)$$

Поскольку $U_{C_{\max}}$ на рис. 8.12, $б$ и $\Delta U_{вых}$ на рис. 8.12, z численно равны, а $U_{+вых1_{\max}} = U_{вх}$, то, согласно соотношению (8.10),

$$\beta_H = 1 - \exp(-t_H / \tau). \quad (8.17)$$

Из этого выражения можно вывести расчетную формулу для переходной цепи RC при заданных β_H и t_H :

$$\tau = RC = \frac{t_H}{\ln \frac{1}{1 - \beta_H}}. \quad (8.18)$$

Если допустить относительный спад вершины β_H не более 5 %, то сопротивление утечки R , равное сотням килоом, нужно при миллисекундных импульсах применять переходные конденсаторы емкостью в десятые доли микрофарады, а для микросекундных – сотни и тысячи пикофарад.

Если цепь RC используется в качестве укорачивающей, то для этого не обязательно должно выполняться равенство (8.13). Обычно переходную цепь уже можно считать укорачивающей, если за время действия входного импульса напряжение $u_{вых1}$ выходного импульса спадает до $0,1 U_{вых1_{\max}}$. Иначе

говоря, укорачивающей цепью считают такую цепь, для которой выполняется неравенство $\beta_H \geq 0,9$. Подставив в формулу (8.18) $\beta_H = 0,9$, получим максимальное значение постоянной времени для укорачивающей цепи:

$$\tau_{\max} = (RC)_{\max} = \frac{t_H}{2,3}. \quad (8.19)$$

Что касается минимального значения постоянной времени укорачивающей цепи, то его можно определить только с учетом влияния паразитных емкостей, что будет сделано ниже.

Длительность импульса, действующего на входе укорачивающей цепи, измеренная на уровне $0,1 U_{\text{вых}1\max}$ в том случае, если $RC \ll t_H$, согласно (8.8) определится выражением

$$t'_H = 2,3\tau \approx 2,3RC. \quad (8.20)$$

Иногда вводят понятие активной длительности t'_{ua} (рис. 8.13, а), измеряемой на уровне $0,5 U_{\text{вых}1\max}$. В этом случае надо записать

$$t'_{ua} \approx 0,7\tau. \quad (8.20a)$$

Перейдем к рассмотрению интегрирующей цепи. Интегрирующую цепь можно собрать по схеме, где между эмиттером первого каскада и базой второго каскада включено сопротивление R , а в коллекторную цепь первого каскада включен Т-образный $R\phi C\phi$ -фильтр, который, будучи использован как сглаживающий, тоже представляет собой интегрирующую цепь.

Выясним прежде всего, можно ли использовать интегрирующую цепь для более или менее точного интегрирования. При этом нас интересует процесс заряда конденсатора C , происходящий во время действия входного прямоугольного импульса.

Выходное напряжение $u_{\text{вых}2}$, т. е. напряжение на конденсаторе, равно

$$u_{\text{вых}2} = u_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_{\text{зар}} dt.$$

Согласно (8.3) и (8.2), получим:

$$u_{\text{вх}2} = u_C = \frac{1}{\tau} \int_0^t (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}2}) dt. \quad (8.21)$$

Ясно, что интегрирование будет тем более точным, чем меньше $u_{\text{вых}2}$ по сравнению с $U_{\text{вх}}$.

Выходной функцией является нарастающая экспонента. Это иллюстрируется рис. 8.15.

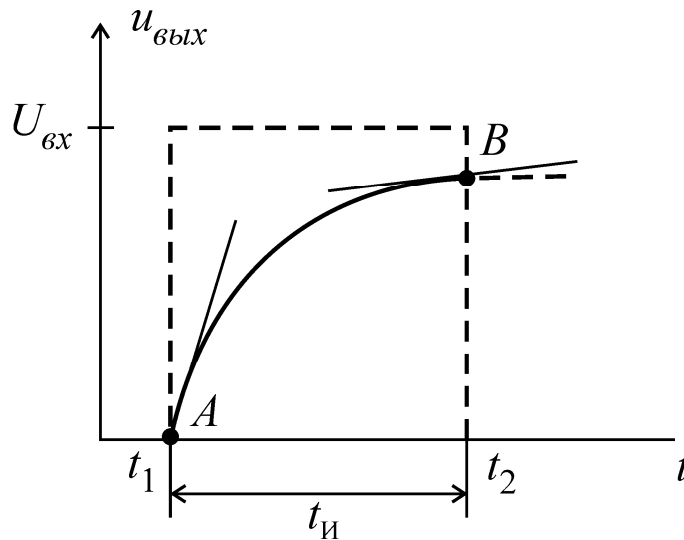


Рис. 8.15. Коэффициент
нелинейности β_H

Касательная, проведенная в начальной точке экспоненты A , характеризует интеграл, который получился бы в идеальном случае.

Действительно, положив в соотношение (8.21) под интегралом $u_{вых2} = 0$,

мы бы получили $u_{вых2} = \frac{U_{вх}}{\tau} t$.

На рис. 8.15

$$\frac{U_{вх}}{\tau} = \left. \frac{dU_{вх}(1 - e^{-t/\tau})}{dt} \right|_{t=t_1=0},$$

т. е. равно тангенсу угла касательной в точке A экспоненты.

Только в окрестности этой точки получается точное интегрирование, хотя само значение интеграла равно нулю.

Если бы мы условно полагали, что в момент окончания входного импульса $t = t_2 = t_H$ также происходит интегрирование входного напряжения, то интеграл был бы равен

$$u_{вых2} = \left. \frac{dU_{вх}(1 - e^{-t/\tau})}{dt} \right|_{t=t_H} \cdot t,$$

где производная есть тангенс угла наклона касательной, приведенной к экспоненте в точке B . Производная в точке B равна $\frac{U_{вх}}{\tau} e^{-t_H/\tau}$ и, следовательно, $u_{вых2} = \frac{U_{вх}}{\tau} e^{-t_H/\tau} \cdot t$.

Однако это выражение не является интегралом входной функции, а отличается от него. Это отличие принято характеризовать коэффициентом нелинейности

$$\beta_H = \frac{\left| \frac{du_{вых2}}{dt} \right|_{t=0} - \left| \frac{du_{вых2}}{dt} \right|_{t=t_H}}{\left| \frac{du_{вых2}}{dt} \right|_{t=0}} = 1 - e^{-t_H/\tau}. \quad (8.22)$$

Здесь выражение β_H совпадает с (8.17), и это не случайно, ибо рассматривается одна и та же цепь, но с разных точек зрения.

При этом ясно, что будет действительно не только соотношение (8.17), но также и соотношение (8.16), которое теперь удобнее записать так:

$$\beta_H = \frac{U_{вых2_{макс}}}{U_{вх}}. \quad (8.23)$$

То, что это соотношение правильно, нетрудно понять, если учесть, что $\Delta U_{вых} = U_{вых2_{макс}}$ (рис. 8.12, б, з), $U_{вых1_{макс}} = U_{вх}$ (рис. 8.12, а, з).

Если принять условие $t_H \ll \tau$, то, разлагая в ряд выражение (8.22) и ограничиваясь первым членом ряда, получим:

$$\beta_H = t_H / \tau. \quad (8.24)$$

При этом интегрирование можно считать достаточно точным. Разлагая в ряд (8.6) и ограничиваясь первым членом ряда, получим: $U_{вых} = U_{вх} \frac{t}{\tau}$.

Соотношение (8.23) показывает, что применять рассмотренную цепь RC для сравнительно точного интегрирования практически удастся редко. Это связано с тем, что амплитуда выходного импульса мала по сравнению с амплитудой входного. Если, например, принять $\beta_H = 0,01$, то амплитуда выходного импульса окажется в сто раз меньше, чем амплитуда входного. Ее повышение можно обеспечить только за счет увеличения амплитуды входного импульса.

8.3. RC -генераторы прямоугольных импульсов

Прямоугольные, точнее почти прямоугольные, импульсы получают при помощи релаксационных (релаксационными генераторами называют генераторы, вырабатывающие напряжения (токи), форма которых резко

отличается от синусоидальной), в состав которых входят два каскада усилителей на сопротивлениях, связанных между собой цепями RC .

К такого типа генераторам относятся мультивибраторы, работающие в автоколебательном режиме, ждущие мультивибраторы и триггеры. Если иметь в виду только выходной каскад каждой из перечисленных схем и предложить, как обычно и бывает, что выходное напряжение снимается с анода (или коллектора) этого каскада, то генераторы указанного типа можно рассматривать как нелинейный делитель напряжения источника питания.

Таким образом, в мультивибраторе при автоколебательном режиме имеется два разных квазиустойчивых состояния, осуществляются очень быстрые переходы из одного состояния в другое. Эти переходы принято называть скачками, перепадами, опрокидываниями, и они связаны с лавинообразными изменениями (лавинами).

8.3.1. Мультивибраторы на транзисторах

Схемы мультивибраторов и триггеров на транзисторах по своему построению аналогичны соответствующим ламповым схемам и представляют собой двухкаскадные усилители с замкнутой петлей положительной обратной связи. В усилительных каскадах транзисторы включены по схеме с общим эмиттером. При такой схеме включения транзистора используются такие преимущества ОЭ по сравнению со схемой ОБ, как большие входные сопротивления, достаточно высокое усиление по току и напряжению. Кроме того, схема с общим эмиттером осуществляет инвертирование усиливаемого сигнала, что необходимо для выполнения фазовых условий самовозбуждения во время регенеративного процесса.

Электрические процессы, протекающие в этих схемах во время формирования вершины импульсов, совпадают с процессами в ламповых схемах и связаны с перезарядом хранирующих конденсаторов. Отличие состоит лишь в том, что запертый транзистор оказывает шунтирующее действие на перезарядную цепь. Процессы, связанные с формированием фронта и среза импульсов, существенно отличаются от процессов в ламповых схемах. Это объясняется такой специфической особенностью транзисторов, как инерционность, обусловленная конечной скоростью диффузии носителей и задержкой выхода из состояния насыщения (задержка рассасывания).

Паразитные емкости и емкости переходов играют меньшую роль, чем инерционность транзистора, так как их заряд происходит через сравнительно небольшие сопротивления коллекторных цепей. Основными преимуществами транзисторных схем по сравнению с ламповыми являются хорошая экономичность и высокий коэффициент использования источника питания.

Эти преимущества проявляются тогда, когда транзисторы работают в ключевом режиме, т. е. поочередно находятся либо в состоянии насыщения, либо в запертом состоянии. При этом перепады напряжений на коллекторных нагрузках приближаются по величине к напряжению источника E_k . Обеспечивая режимы запирания и насыщения с некоторым запасом, можно

получить стабильную амплитуду при смене транзисторов или изменении их параметров.

При обеспечении режимов работы амплитуда перепада коллекторного напряжения при переключении получается равной

$$\Delta U = E_K - I_{K0} R_K - U_{K_{мин}}. \quad (8.25)$$

А для тока соответственно

$$\Delta I_K = \frac{E_K}{R_K} - I_{K0} \cong \frac{E_K}{R_K}. \quad (8.26)$$

8.3.2. Мультивибратор на транзисторах в автоколебательном режиме

Схема мультивибратора показана на рис. 8.16.

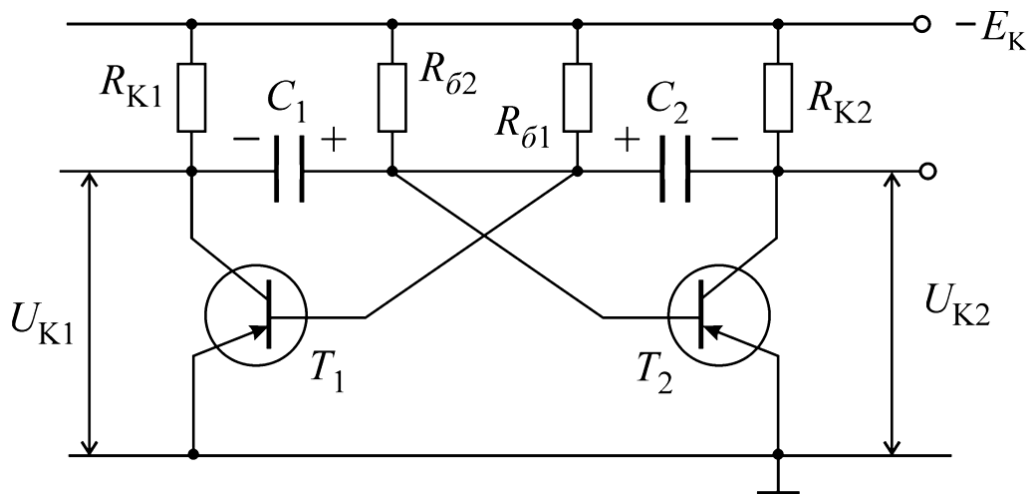


Рис. 8.16. Мультивибратор на транзисторах

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, изображены на рис. 8.17. Здесь за начало отсчета принят произвольный момент времени t_1 , при котором транзистор T_2 открыт, а транзистор T_1 заперт положительным базовым напряжением. Это напряжение создается за счет тока перезарядки конденсатора C_2 , протекающего через открытый транзистор T_2 и сопротивление $R_{б1}$. Если пренебречь внутренним сопротивлением открытого транзистора и шунтирующим действием запертого транзистора, то по времени перезарядной цепи окажется равной

$$\tau_{разр} = R_{б1} \cdot C_2. \quad (8.27)$$

По мере перезарядки конденсатора C_2 ток перезаряда уменьшается. В момент времени t_2 напряжение на базе транзистора T_1 достигает такого значения, при котором транзистор T_1 отпирается. С этого момента начинается процесс опрокидывания схемы, аналогичный процессу в ламповом мультивибраторе. Ранее запертый транзистор T_1 отпирается, и напряжение на его коллекторе повышается, образуя крутой фронт импульса. Осуществляется положительный перепад напряжения на коллекторе на базу транзистора T_2 , в

результате чего происходит его запираение. Далее происходит заряд конденсатора C_2 через проводящий промежуток эмиттер – база транзистора T_1 и сопротивление R_{K2} . Напряжение u_{K2} по экспоненциальному закону с постоянной времени

$$\tau_{зар} = R_{K2} C_2 \quad (8.28)$$

стремится к источнику E_K . В тоже время происходит перезаряд конденсатора C_1 , напряжение на базе транзистора T_2 падает и, когда оно достигнет нуля (момент t_3), происходит новое опрокидывание схемы.

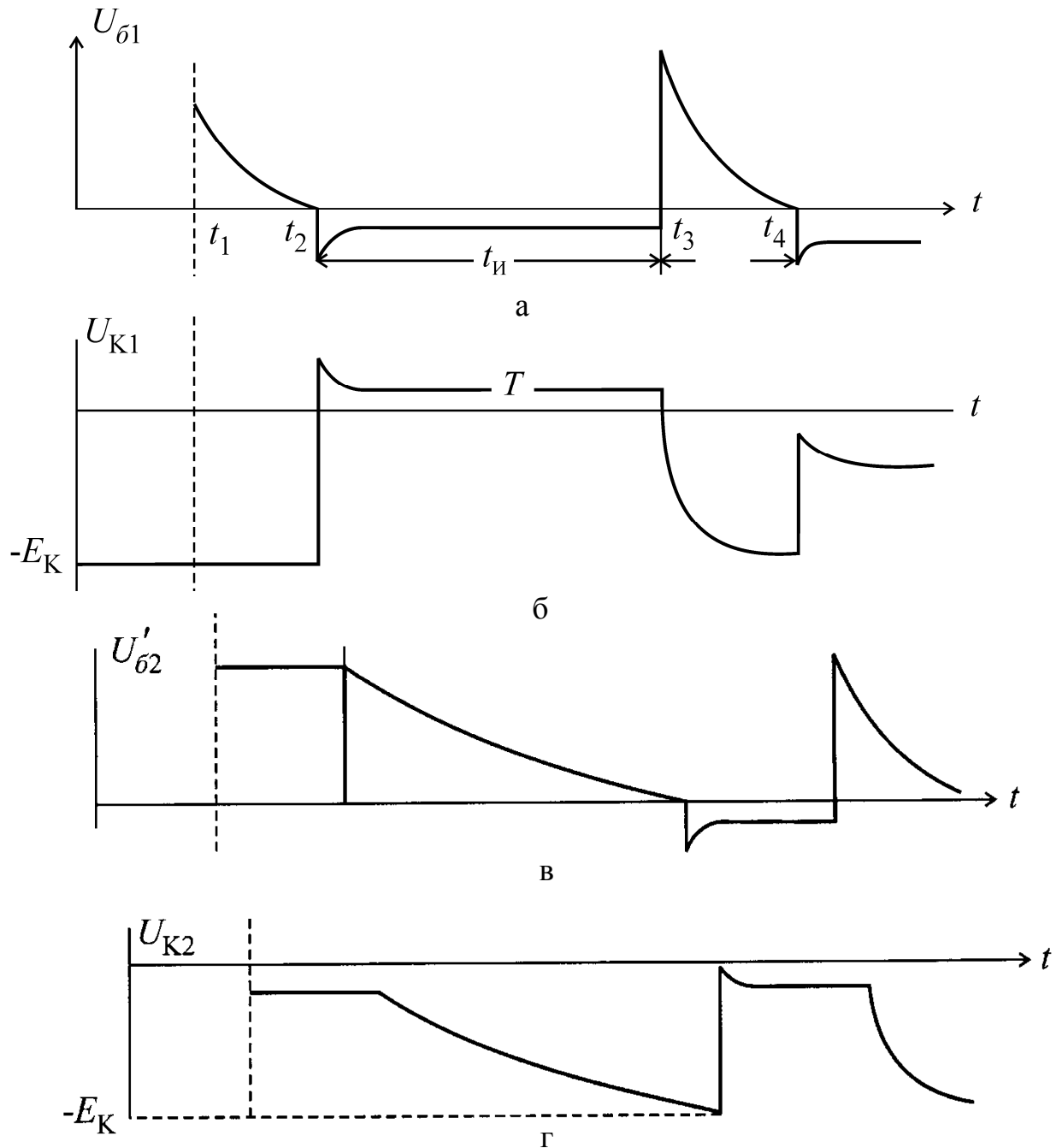


Рис. 8.17. Эпюры напряжений, поясняющие работу мультивибратора:

а) U_{61} от t ; б) U_{K1} от t ; в) U'_{62} от t ; г) U_{K2} от t

8.3.3. Ждущий мультивибратор с коллекторно-базовыми связями

Схема ждущего мультивибратора изображена на рис. 8.18. Эта схема является аналогом лампового мультивибратора с «положительной сеткой».

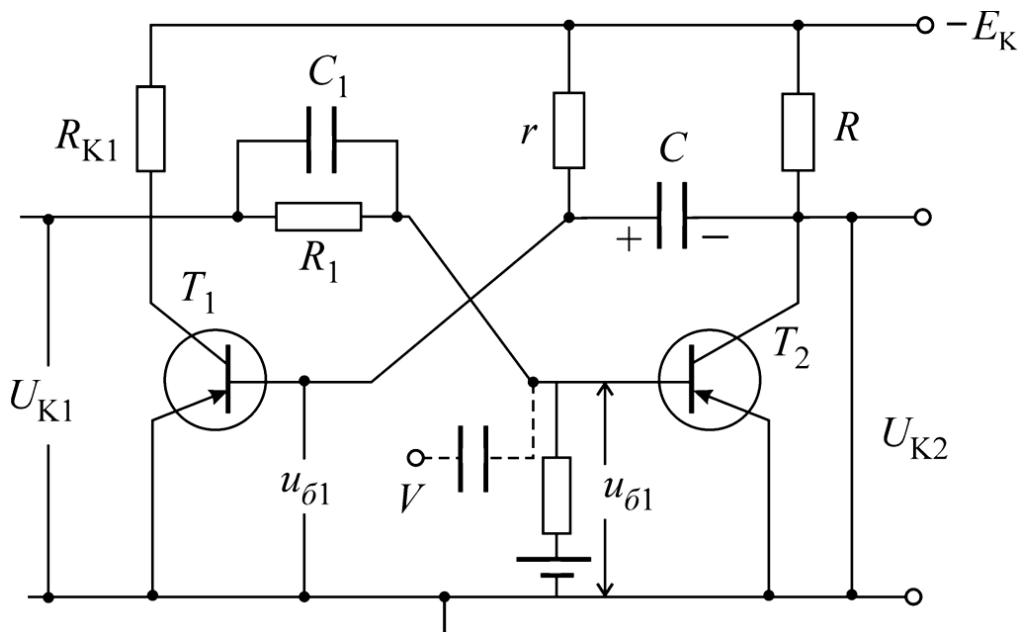


Рис. 8.18. Ждущий мультивибратор с коллекторно-базовыми связями

В исходном состоянии транзистор T_1 открыт и работает в режиме насыщения, для чего выбирается

$$r \leq \beta R_{K1}.$$

Транзистор T_2 заперт и работает в обычном режиме

$$U_{K2} = E_K - I_{K0} R_{K2} \cong E_K.$$

Эпюры напряжений для схемы ждущего мультивибратора с коллекторно-базовыми связями представлены на рис. 8.19.

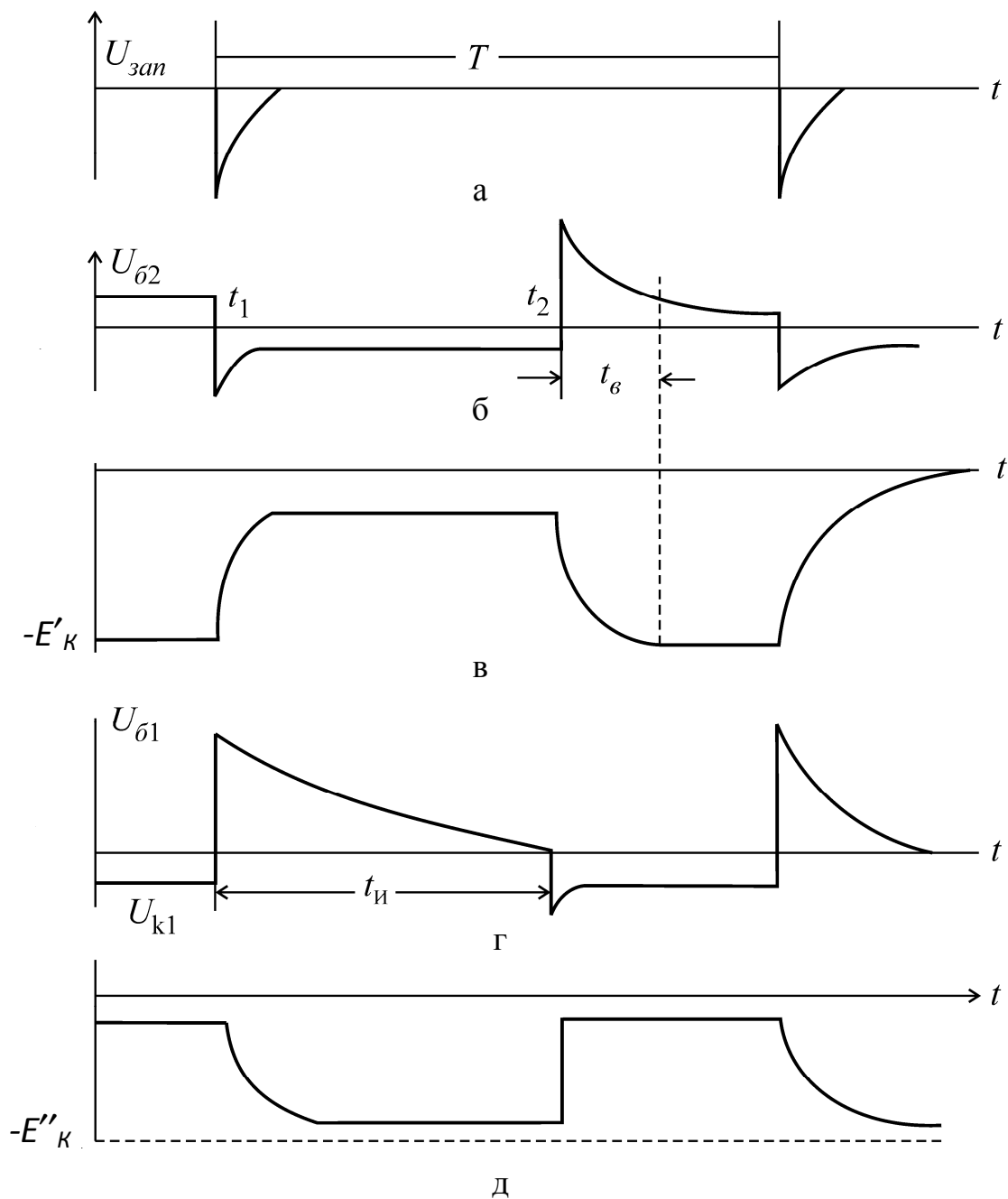


Рис. 8.19. Эпюры, напряжений в ждущем мультивибраторе с коллекторно-базовыми связями:

а) $U_{зан}$ от t ; б) $U_{б2}$ от t ; в) $-E'_K$ от t ; г) $U_{б1}$ от t ; д) $-E''_K$ от t

8.3.4. Ждущий мультивибратор с эмиттерной связью

Наиболее распространенным вариантом спусковой схемы является ждущий мультивибратор с эмиттерной связью (рис. 8.20).

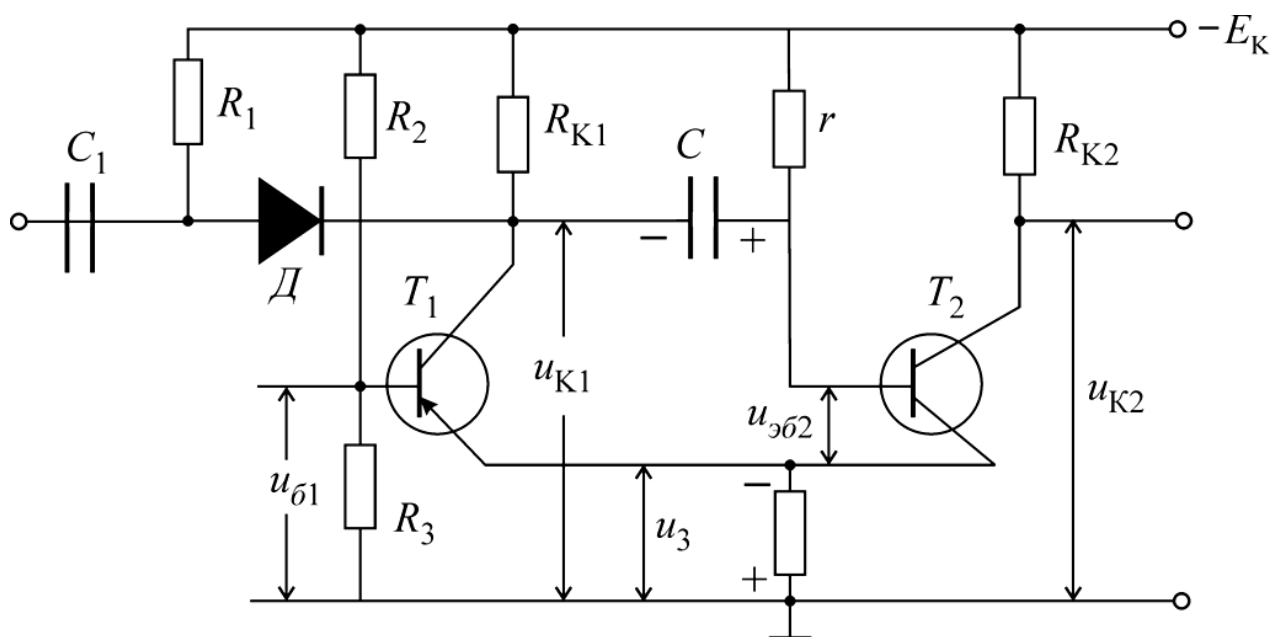


Рис. 8.20. Ждущий мультивибратор с эмиттерной связью (здесь $R_{K1} > R_{K2}$)

Эта схема является аналогом лампового мультивибратора с «положительной сеткой». Приведенная схема выгодно отличается от рассмотренного выше ждущего мультивибратора тем, что здесь отсутствует источник положительного смещения. Эпюры, иллюстрирующие работу схемы, приведены на рис. 8.21.

В исходном состоянии транзистор T_2 открыт и работает в режиме насыщения, так как напряжение на его базе относительно эмиттера (U_{62}) отрицательно. Величина этого напряжения мала, так как сопротивление r выбирается значительно больше сопротивления r_{62} . Эмиттерный ток транзистора T_2 создает падение напряжения на сопротивлении R_3

$$U_3 = I_3 R_3 \cong I_{K2} R_3 \cong \frac{E_K R_3}{R_3 + R_{K2}}, \quad (8.29)$$

которое для транзистора T_1 является запирающим с другой стороны, на базу транзистора T_1 подано отрицательное (отпирающее) напряжение с делителя, оно собрано на сопротивлениях R_2 и R_3 . В рассматриваемой схеме запуск можно осуществить, например, через пусковой диод D импульсами положительной полярности.

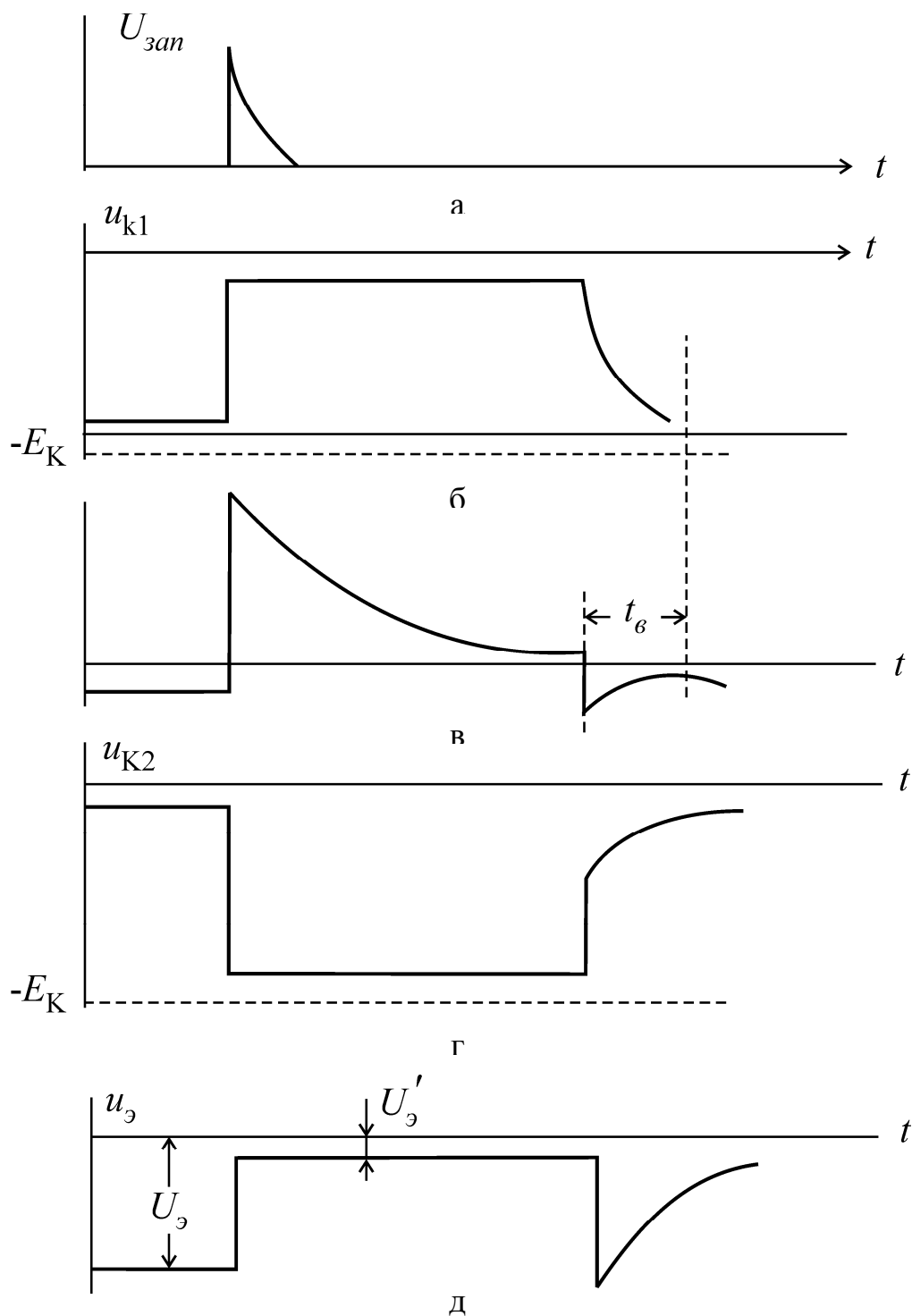


Рис. 8.21. Схемы напряжений в ждущем мультивибраторе с эмиттерной связью:
а) $U_{зан}$ от t ; б) $u_{к1}$ от t ; в) $-E_k$ от t ; г) $u_{к2}$ от t ; д) $-u_{э}$ от t

8.3.5. Триггеры на транзисторах

Симметричный триггер на транзисторах (рис. 8.22) имеет внешнее смещение. Эта схема, как и ее ламповый аналог, представляет собой двухкаскадный усилитель (ОЭ) с положительной обратной связью, осуществляемой посредством делителя, собранного на сопротивлениях R_1 и R_3 . Такая схема имеет два устойчивых состояния равновесия. В одном из них

отперт и насыщен транзистор T_1 , а транзистор T_2 заперт; в другом, наоборот, отперт и насыщен транзистор T_2 , а транзистор T_1 заперт.

Для того, чтобы перевести триггер из одного устойчивого состояния в другое, необходимо подавать импульс положительной полярности на базу отпертого транзистора. Как правило, запуск осуществляется через развязывающие диоды D_1 и D_2 , чем обеспечивается развязка схемы от цепей запуска. Такой способ поочередного запуска триггера импульсами одинаковой полярности в вычислительной технике называется счетным запуском. Заметим, что можно обеспечить вполне определенное начальное состояние устойчивого равновесия в триггере, если подавать «устанавливающий» импульс отрицательной полярности через диод D_3 (на рис. 8.22 обозначен пунктиром) на коллектор транзистора T_1 . В этом случае транзистор T_2 отперт, параметрами схемы обеспечивается режим его насыщения и близкое к нулю напряжение на коллекторе.

Напряжение на базе транзистора T_1 положительно, это обеспечивает его запертое состояние, при котором потенциал коллектора T_1 относительно земли отрицателен и по абсолютной величине близок к E_K . В остальном процесс опрокидывания протекает точно также, как и в рассмотренных выше схемах мультивибраторов.

На рис. 8.23. приведены эпюры напряжения на базе и коллекторе транзистора в триггере.

Зависимость R_1 от R_K имеет вид:

$$R_1 \leq \left(\frac{\beta}{1 + \beta \frac{E_1 R_K}{E_K R_2}} - 1 \right) R_K.$$

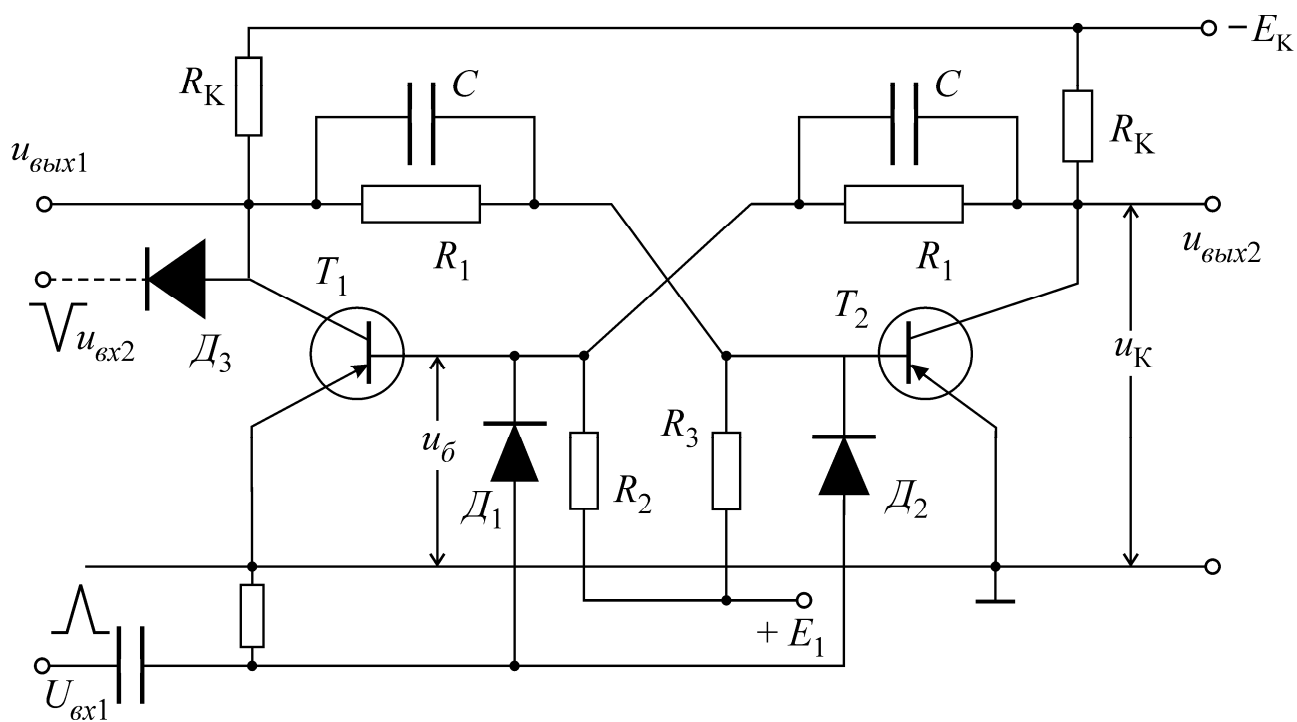


Рис. 8.22. Симметричный триггер с внешним смещением

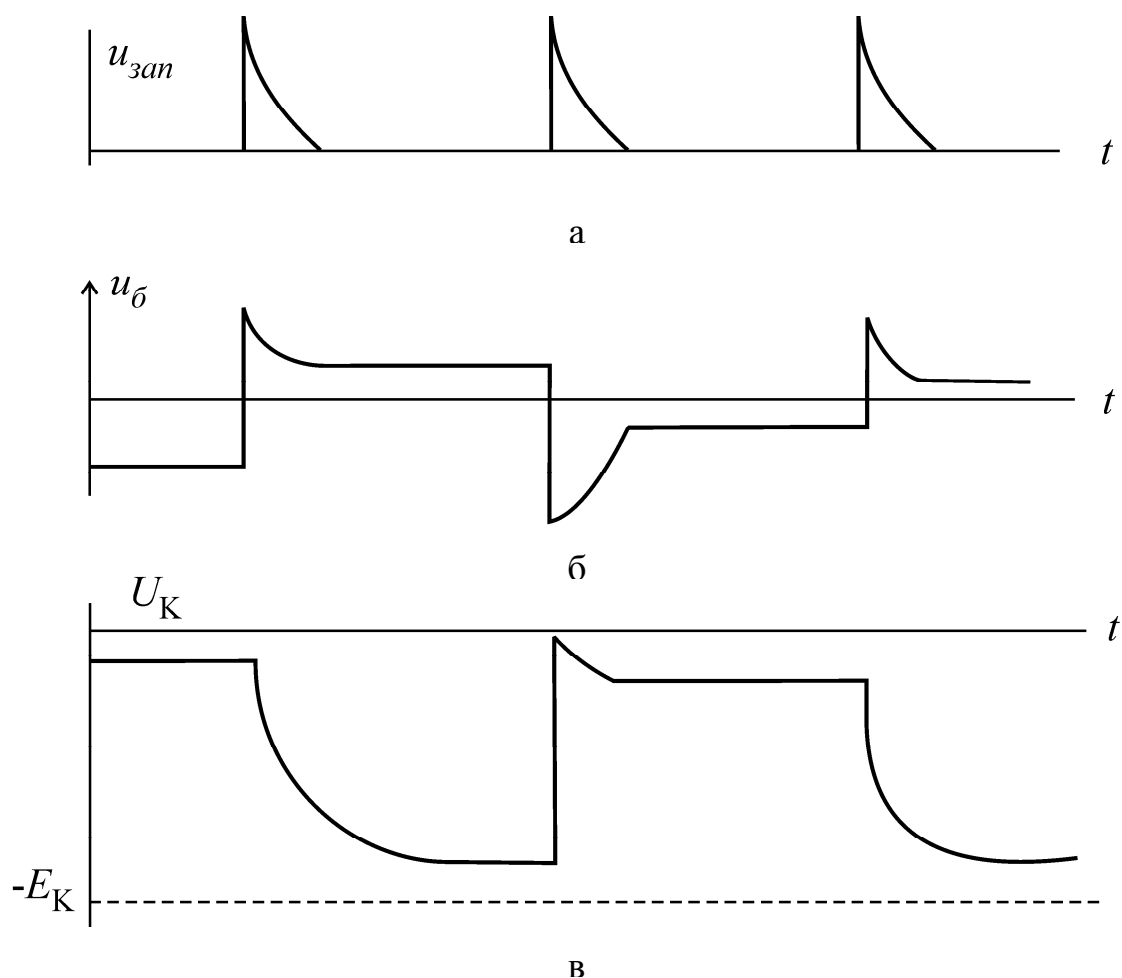


Рис. 8.23. Эпюры напряжения на базе и коллекторе транзистора в триггере:
а) $U_{зан}$ от t ; б) u_6 от t ; в) U_K от t

8.4. Генераторы напряжений пилообразной формы

Линейно изменяющимся (или «пилообразным») называется напряжение, содержащее в своем составе участки, на которых величина напряжения является линейной функцией времени.

На рис. 8.24 показаны типичные формы линейно изменяющихся напряжений.

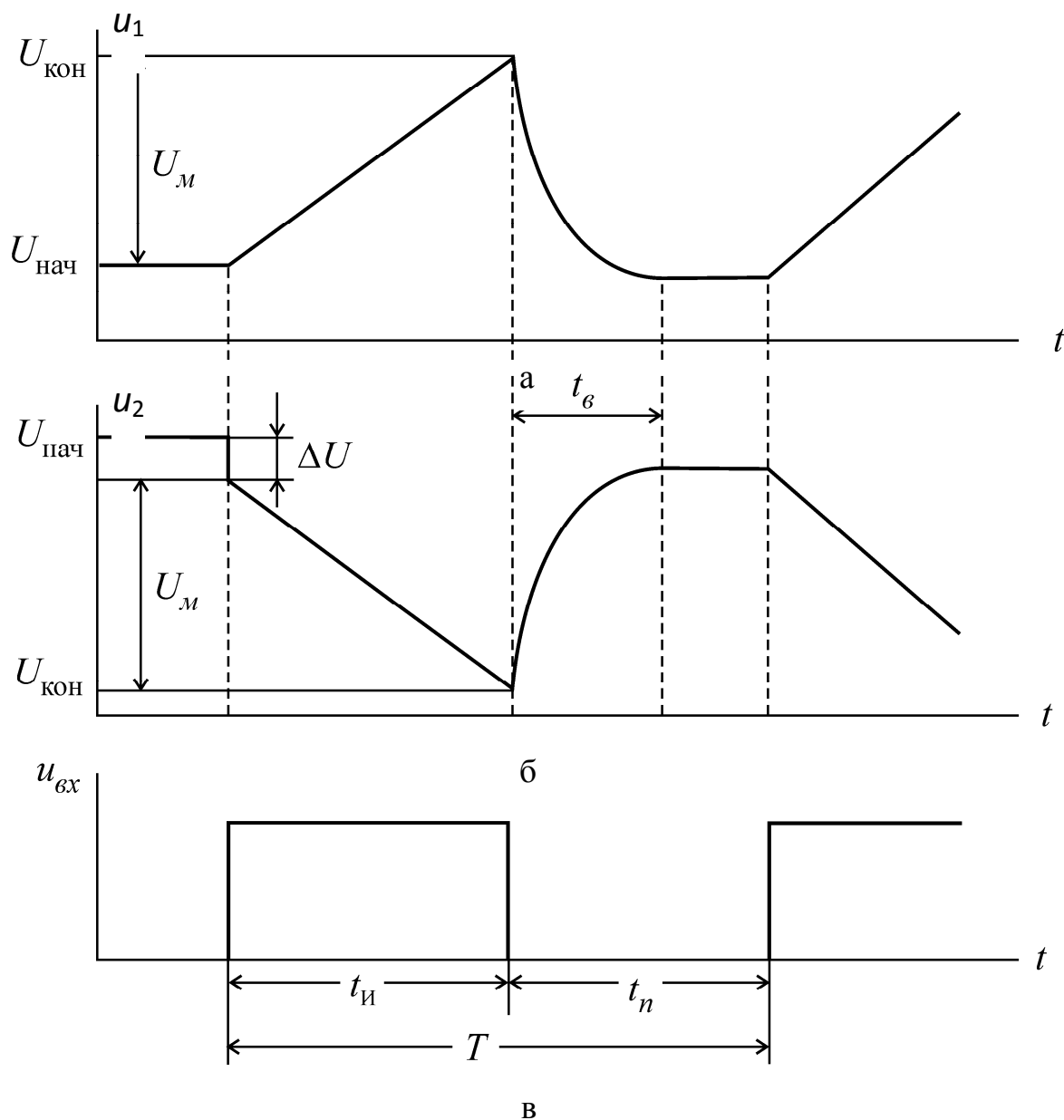


Рис. 8.24. Типичные формы линейно изменяющегося напряжения:

а) u_1 от t ; б) u_2 от t ; в) u_{ex} от t

Эти напряжения вначале нарастают или убывают до какого-то значения, а затем вновь возвращаются к исходному уровню и по внешнему виду напоминают зубцы пилы. Поэтому их часто называют пилообразными напряжениями, а генераторы этих напряжений – соответственно генераторами пилообразного напряжения (ГПН).

Напряжения пилообразной формы находят очень широкое применение в различных радиотехнических устройствах. Они используются для создания линейной во времени развертки на экранах осциллографов и индикаторов, для получения переменной временной задержки, для временного кодирования и декодирования сигналов, в элементах счетно-решающих устройств и т. д.

В соответствии с нарастающим или убывающим характером линейного участка пилообразного напряжения, различают соответственно два вида генераторов: генераторы линейно нарастающего или линейно падающего напряжения.

Основными параметрами, характеризующими пилообразное напряжение, являются:

- 1) длительность прямого или рабочего хода t_H – интервал времени, в течение которого закон изменения напряжения близок к линейному;
- 2) время восстановления или длительность обратного хода $t_{\text{в}}$ ($t_{\text{ох}}$) – интервал времени, в течение которого величина напряжения возвращается к исходному значению. Часто форма напряжения во времени обратного хода не имеет особого значения, но почти всегда желательно иметь возможность меньше времени восстановления (по сравнению с длительностью прямого хода);
- 3) период повторения T ;
- 4) пауза t_n – интервал времени между концом прямого хода одного цикла и началом другого;
- 5) амплитуда импульсов пилообразной формы U_m . Обычно под амплитудой понимают величину перепада линейной части пилообразного напряжения (например, рис. 8.24, б);
- 6) средняя скорость изменения напряжения на рабочем участке

$$P = du / dt; \quad (8.30)$$
- 7) коэффициент нелинейности пилообразного напряжения β_n , который характеризует степень непостоянства скорости изменения напряжения в течение прямого хода:

$$\beta_n = \frac{(du / dt)_{\text{макс}} - (du / dt)_{\text{мин}}}{(du / dt)_{\text{макс}}}. \quad (8.31)$$

Иногда величину β_n оценивают по степени изменения тока:

$$\beta_n = \frac{I_{\text{нач}} - I_{\text{кон}}}{I_{\text{нач}}} = \frac{\Delta I}{I_{\text{нач}}}. \quad (8.32)$$

Существует еще один показатель, который характеризует не само пилообразное напряжение, а скорее качество работы генератора. Этим показателем является коэффициент использования напряжения источника питания:

$$\xi = \frac{U_M}{E_a}, \quad (8.33)$$

где E_a – напряжение источника анодного напряжения питания, которое применяется в схеме формирования пилообразного напряжения. Если для формирования пилообразного напряжения используется отдельный источник U_0 , то выражение (8.33) записывается в виде:

$$\xi = \frac{U_M}{U_0}. \quad (8.34)$$

8.4.1. Генераторы пилообразного напряжения на транзисторах

Простейший генератор пилообразного напряжения с интегрирующей RC-цепочкой изображен на рис. 8.25.

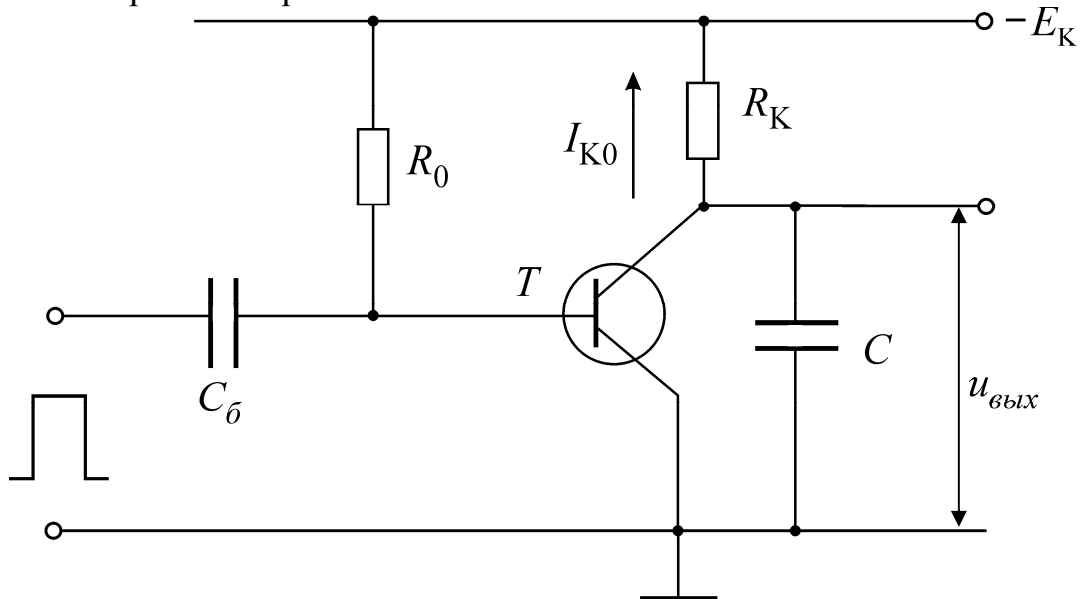


Рис. 8.25. Схема ГПН на транзисторе с интегрирующей RC-цепью

Здесь интегрирующая цепочка образована сопротивлением R_K и конденсатором C . Транзистор T , включенный по схеме ОЭ, работает в ключевом режиме. Достоинствами этой схемы являются ее простота и сравнительно небольшое время восстановления.

В исходном состоянии транзистор находится в состоянии насыщения и напряжение на коллекторе близко к нулю (рис. 8.26).

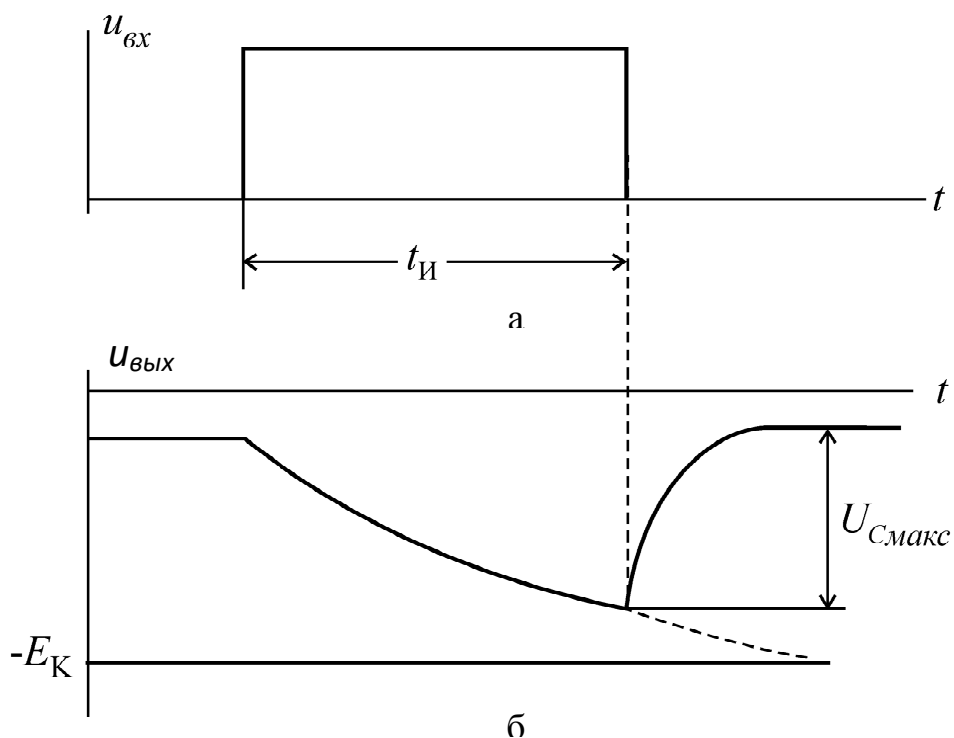


Рис. 8.26. Эпюры напряжений на входе и выходе ГПН:
а – на входе; б – на выходе

8.4.2. Генератор пилообразного напряжения с токостабилизирующим двухполюсником на транзисторе

Недостатком рассмотренной выше схемы ГПН является невозможность одновременного получения большой амплитуды пилообразного напряжения и малого значения коэффициента нелинейности пилы. Поэтому широкое применение нашли схемы, использующие токостабилизирующие свойства транзисторов. Примером одной из таких схем является схема, изображенная на рис. 8.27.

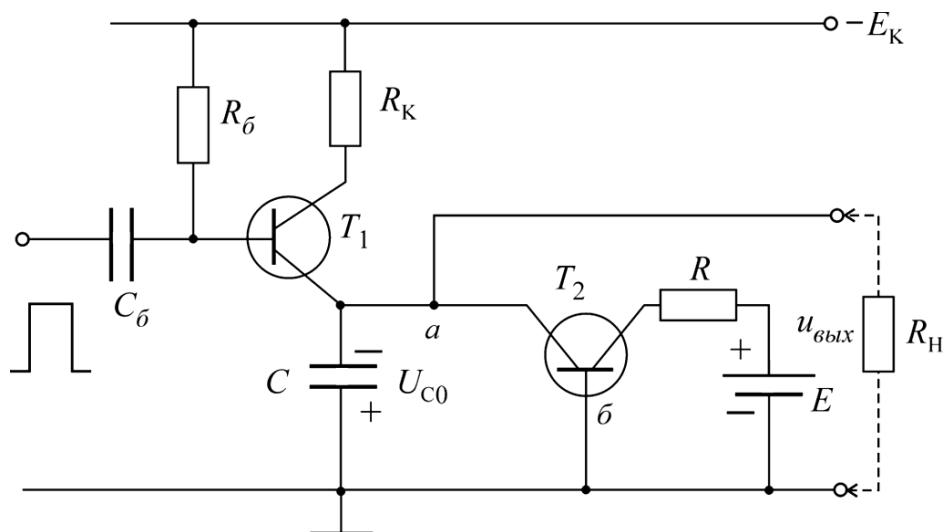


Рис. 8.27. Схема ГПН с использованием транзистора в качестве токостабилизирующего двухполюсника

Здесь транзистор T_1 выполняет роль ключа, а транзистор T_2 , включенный по схеме ОБ, – стабилизатора тока.

Минимальное значение коэффициента нелинейности при заданной амплитуде пилообразного напряжения определяется выражением

$$\beta_{\text{мин}} = U_{\text{м}} / I_{\text{нач}} r_{\text{к}}. \quad (8.35)$$

На рис. 8.28 изображены эпюры напряжений на входе и выходе ГПН.

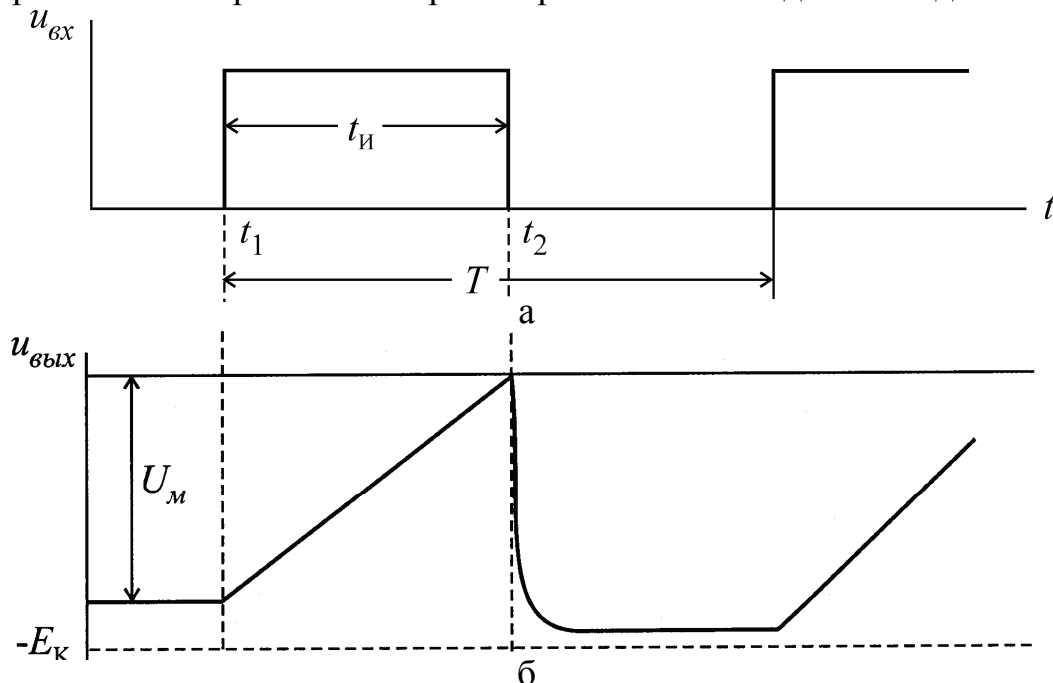


Рис. 8.28. Эпюры напряжений ГПН:

a – на входе; b – на выходе

$$U_{\text{м}} \cong \frac{I_{\text{ср}} t_{\text{н}}}{C}, \quad (8.36)$$

где

$$I_{\text{ср.}} = \frac{I_{\text{нач}} + I_{\text{кон}}}{2} = I_{\text{нач}} \left(1 - \frac{\beta_{\text{н}}}{2} \right), \quad (8.37)$$

но $R_{\text{б}} \leq \beta_{\text{мин}} R_{\text{к}}$.

8.4.3. Генератор пилообразного напряжения с положительной обратной связью по напряжению

Схема ГПН с положительной обратной связью по напряжению, выполненная на транзисторах (рис. 8.29), аналогична схеме, собранной на электронных лампах.

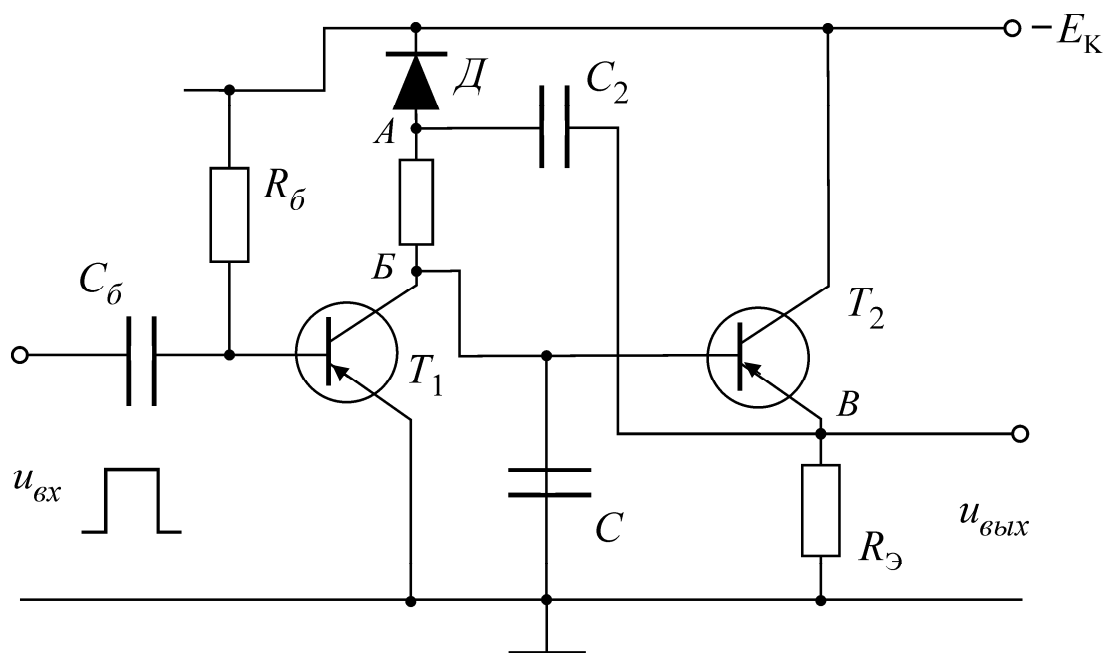


Рис. 8.29. Схема ГПН на транзисторах с использованием положительной обратной связи

В исходном состоянии транзистор T_1 выполняет роль ключа, который открыт и находится в режиме насыщения. Это достигается выбором сопротивления $R_б \leq \beta_{мин} R_к$. Диод D также открыт. Напряжение на конденсаторе C близко к нулю. Транзистор T_2 включен по схеме эмиттерного повторителя и предназначен для осуществления положительной обратной связи по напряжению. Конденсатор C_2 заряжен до напряжения $U_{C2, макс}$, приблизительно равного E_K , так как падение напряжения на внутреннем сопротивлении проводящего диода D и сопротивлении $R_э$ мало.

При поступлении коммутирующего импульса положительной полярности транзистор T_1 и диод D запираются, начинается заряд C . Роль источника напряжения играет конденсатор C_2 , емкость которого выбирается значительно больше емкости конденсатора C . Как и в ламповой схеме, зарядный ток почти не меняется, и скорость нарастания напряжения на емкости C остается неизменной. Это объясняется тем, что одновременно с убыванием напряжения на конденсаторе C убывает напряжение на выходе эмиттерного повторителя (точка B). Это изменение напряжения через конденсатор обратной связи C_2 передается на анод диода D (точка A). Поскольку коэффициент передачи эмиттерного повторителя $K_{эн} \cong 1$, то разность потенциалов между точками A и B сохраняется постоянной, и ток, протекающий через сопротивление $R_к$ и конденсатор C , постоянен. Следовательно, напряжение на конденсаторе C будет изменяться по линейному закону (рис. 8.30, б).

Амплитуда генерируемого напряжения определяется по известной формуле

$$U_M = \frac{I_{нач} \cdot t_H}{C},$$

где $I_{нач}$ – начальное значение зарядного тока, которое вычисляется по формуле

$$I_{нач} = \frac{E_K}{R_K}.$$

Коэффициент нелинейности для рассматриваемой схемы генератора пилообразного напряжения может быть записан по аналогии с коэффициентом нелинейности для соответствующей схемы на электронных лампах [11]:

$$\beta_H = \frac{U_M}{E_K} \left(1 - K_{эн} + \frac{C}{C_2} \right), \quad (8.38)$$

где $K_{эн}$ – коэффициент усиления эмиттерного повторителя:

$$K_{эн} = \frac{R_э}{r_э + R_э + r_б(1 - \alpha)}.$$

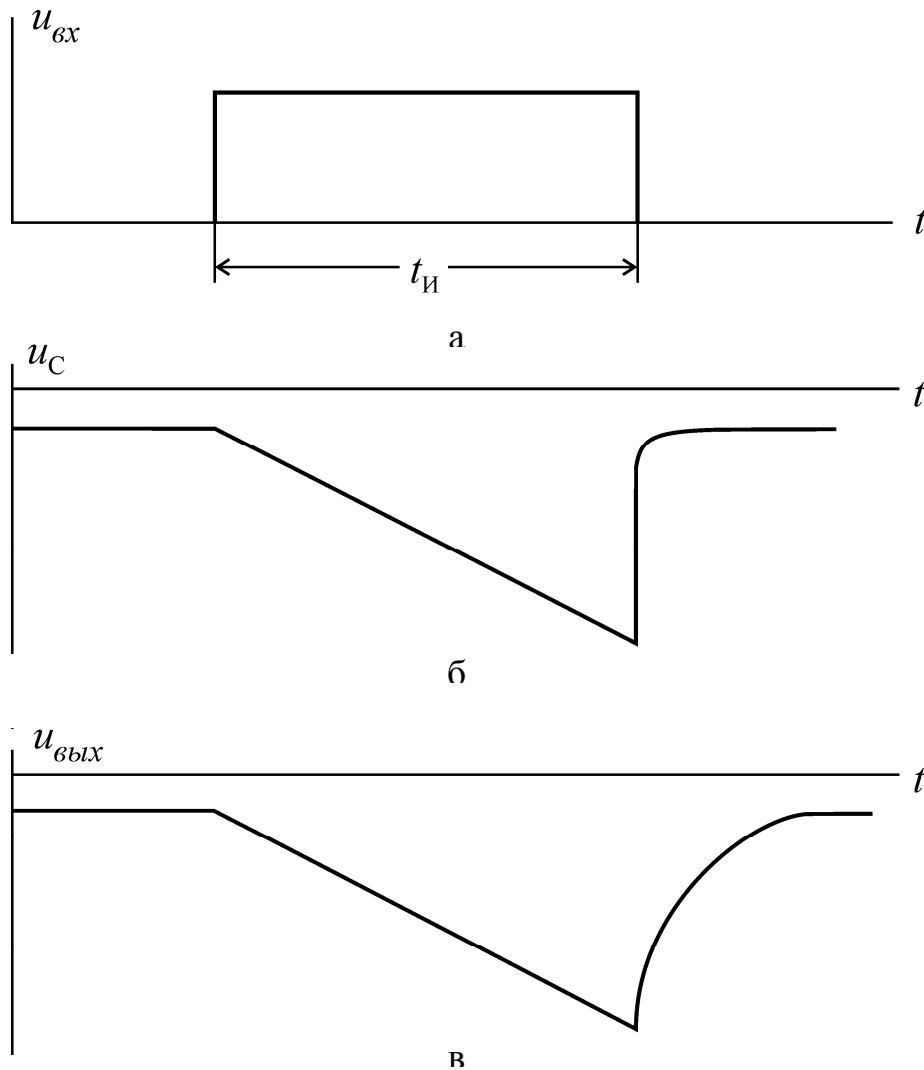


Рис. 8.30. Эпюры напряжений в ГПН с положительной обратной связью:

а) u_{6x} от t ; б) u_C от t ; в) u_{6blx} от t

8.4.4. Генератор пилообразного напряжения с отрицательной обратной связью по напряжению (интегратор)

Простейшая схема генератора рассматриваемого типа представлена на рис. 8.31.

В исходном состоянии транзистор T заперт благодаря наличию источника смещения $E_{см}$. Потенциал базы примерно равен нулю. Конденсатор C заряжен до напряжения

$$U_{C0} = E_K - I_{K0}R_K \cong E_K.$$

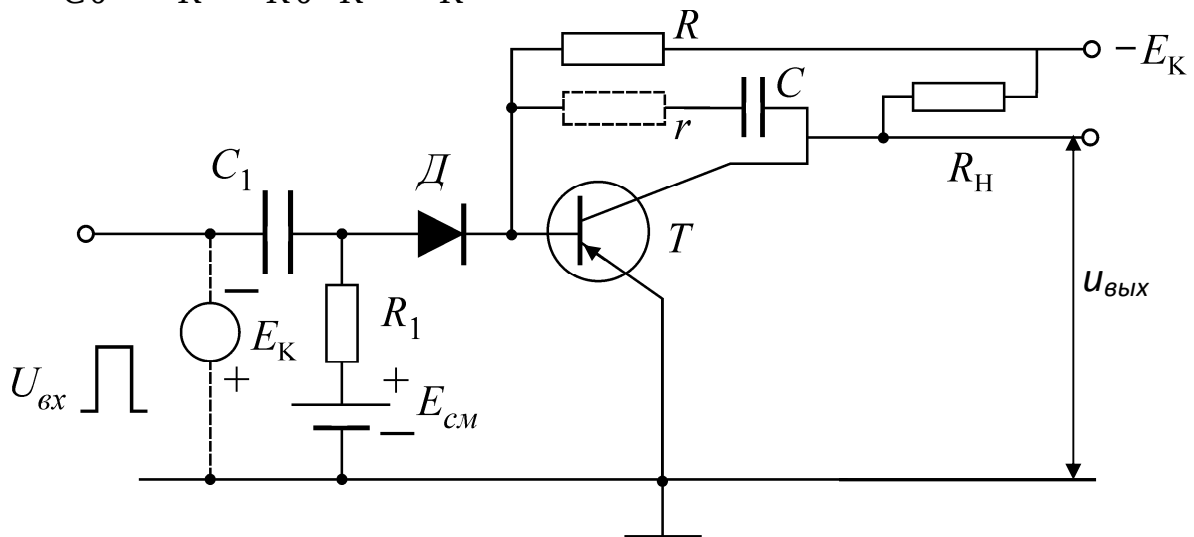


Рис. 8.31. Цепь ГПН на транзисторе с использованием отрицательной обратной связи

При подаче на вход коммутирующего импульса отрицательной полярности диод D запирается, а транзистор T отпирается. После отпирания ток коллектора определяется суммой токов разряда конденсатора C и тока, протекающего через сопротивление R_K . Очевидно, этот режим имеет место при отрицательном напряжении на базе транзистора T . Следовательно, скачок напряжения на базе ΔU (рис. 8.32, в) и равный ему скачок напряжения на коллекторе (рис. 8.32, б) оказываются отрицательными.

Скачок напряжения на коллекторе можно ликвидировать, если последовательно конденсатором C включить сравнительно небольшое сопротивление r (на схеме это сопротивление показано пунктиром). В момент подачи коммутирующего импульса напряжение на базе транзистора T , как и раньше, скачком уменьшается на величину ΔU . Однако разрядный ток конденсатора C создает падение напряжения на сопротивление r такой полярности, что скачок коллекторного напряжения определяется разностью

$$\Delta U_K = \Delta U - I_{pнач}r,$$

где $I_{pнач} \cong E_K / R$ – начальное значение разрядного тока.

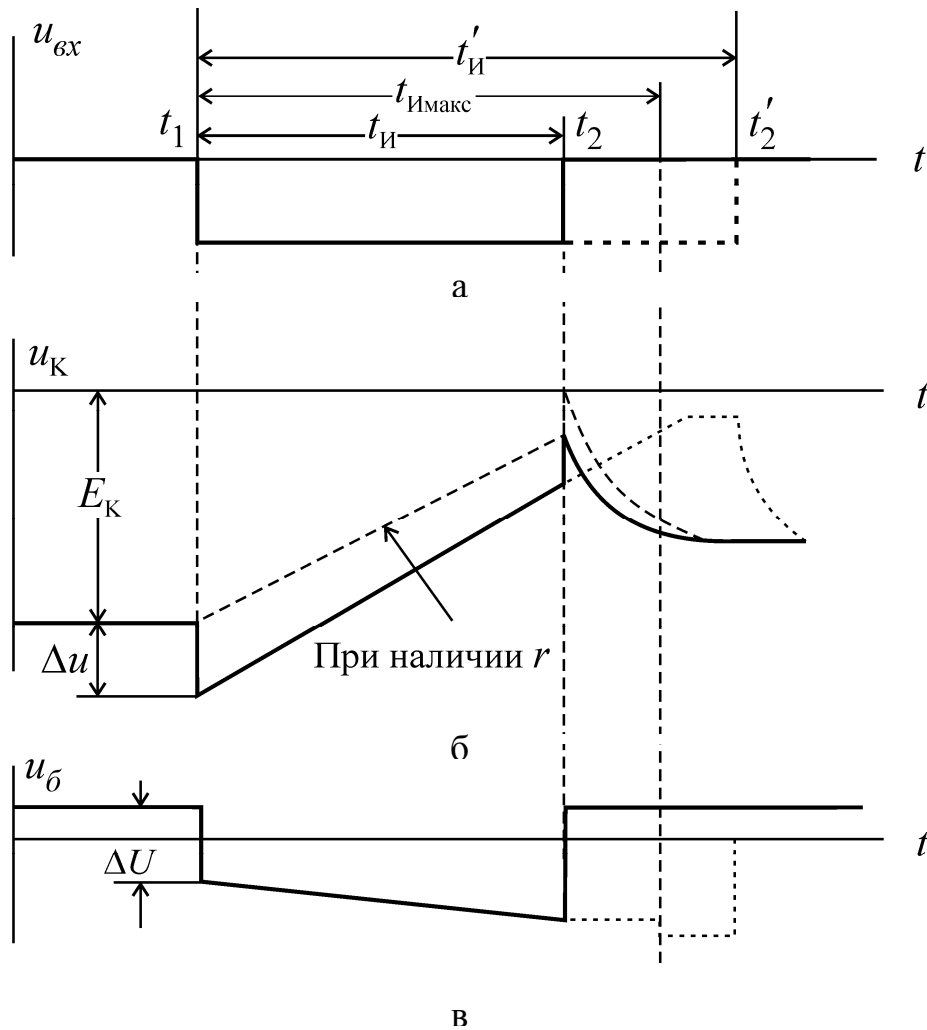


Рис. 8.32. Эпюры напряжений в схеме ГПН:
а) u_{ox} от t ; б) u_K от t ; в) $u_б$ от t

Выбрав величину сопротивления r из условия

$$\Delta U = \frac{E_K}{R} r,$$

можно получить полную компенсацию начального скачка напряжения на коллекторе.

В рабочем состоянии схема генератора представляет собой обычный генерирующий усилитель с обратной связью, образованной конденсатором C и сопротивлением R . На вход интегратора подается напряжение $-E_K$ (рис. 8.31).

8.5. Импульсные схемы, содержащие цепи RLC

Цепи, содержащие R , L и C в сочетании с транзисторами или туннельными диодами, так же, как и рассмотренные ранее схемы, содержащие цепи RC , позволяют производить ряд операций по преобразованию формы импульсов.

Несмотря на разное назначение этих цепей, в них происходят сходные физические процессы. Мы рассмотрим наиболее распространенные устройства. К ним относятся генераторы пилообразного напряжения (тока), усилители импульсов с корректирующей индуктивностью, неискажающие и

укорачивающие цепи RL , контуры ударного возбуждения, импульсные трансформаторы, целый класс генераторов импульсов с индуктивной обратной связью – блокинг-генераторы, и, наконец, схемы типа RLC на туннельных диодах.

Блокинг-генераторы на транзисторах

Блокинг-генераторы на транзисторах по принципу действия мало чем отличаются от соответствующих ламповых генераторов и представляют релаксационные генераторы с одним усилительным элементом и импульсным трансформатором. Различные способы включения вторичной обмотки трансформатора позволяют использовать включение трансформатора как по схеме с общим эмиттером, так и по схеме с общей базой. Кроме того, существует несколько способов включения хронизирующей емкости.

На рис. 8.33 приведены два варианта схем блокинг-генератора при включении транзистора с общей базой (рис. 8.33, а) и с общим эмиттером (рис. 8.33, б).

В обеих схемах на базу подается отрицательное смещение, что обеспечивает хорошую стабильность периода повторения импульсов. Так, например, в схеме блокинг-генератора с общим эмиттером сопротивление утечки R подключено к источнику питания E_K , что обеспечивает не разряд, а перезаряд конденсатора C . В этом смысле данная схема аналогична схеме блокинг-генератора с положительной сеткой [12].

Рассмотрим в общих чертах физические процессы в схеме блокинг-

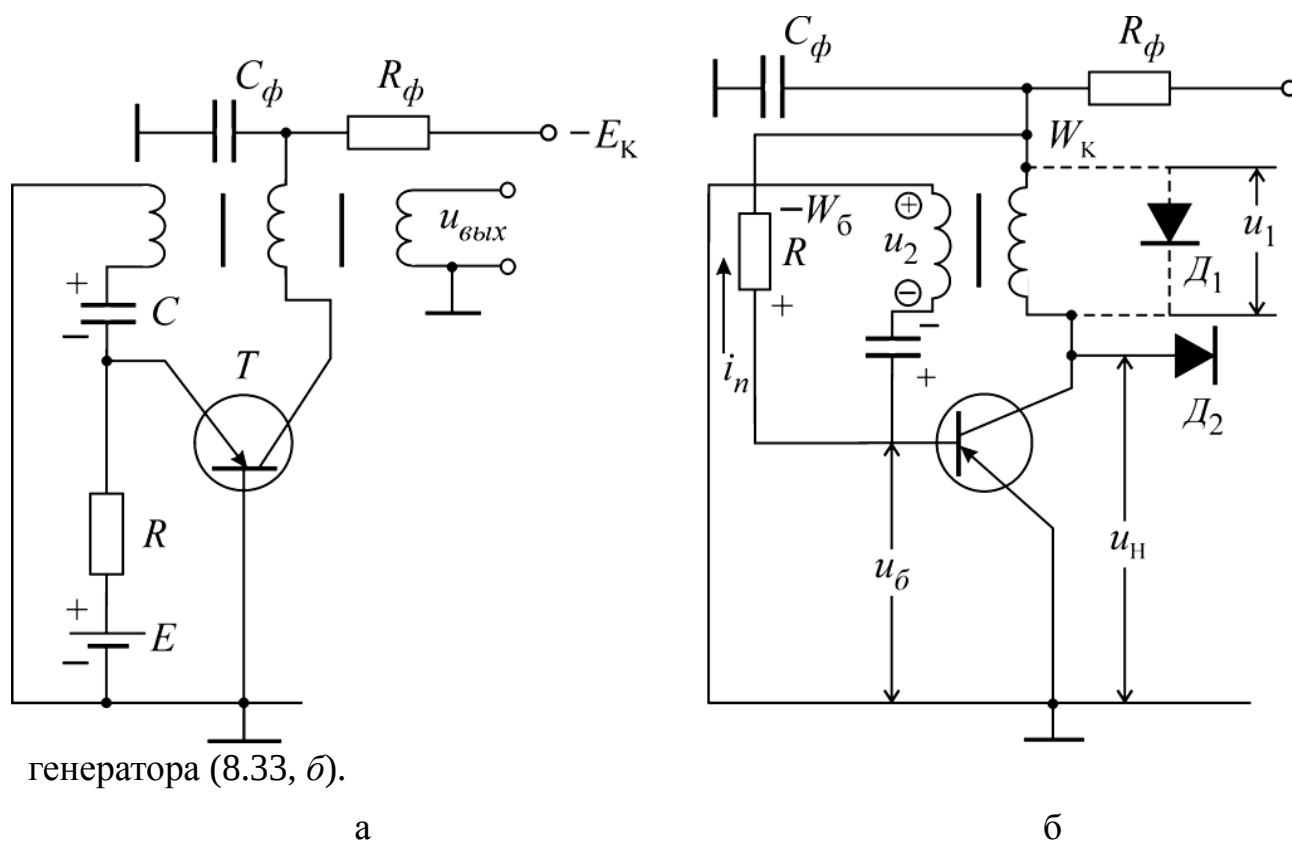


Рис. 8.33. Блокинг-генераторы на транзисторах, включенные:
а – по схеме с общей базой; б – по схеме с общим эмиттером

Конденсатор C , заряженный во время формирования импульса до максимального напряжения $U_c = U_{c_{\max}}$, перезаряжается через вторичную обмотку трансформатора и сопротивление R . Ток перезаряда создает на сопротивлении R падение напряжения, полярность которого указана на рис. 8.34, б. В результате потенциал базы относительно эмиттера оказывается положительным, и транзистор находится в запертом состоянии. По мере перезаряда конденсатора положительное напряжение (на базе) убывает (рис. 8.34, б). В тот момент, когда оно достигает напряжения отсечки, примерно равного нулю, транзистор отпирается, и в коллекторной цепи появляется ток i_k . Появление и увеличение тока i_k вызывает возникновение в первичной обмотке трансформатора ЭДС самоиндукции, препятствующей увеличению тока i_k . Во вторичной обмотке возникает ЭДС взаимной индукции u_2 такой полярности, при которой потенциал базы понижается. В результате происходит дальнейшее возрастание коллекторного тока. При отрицательных напряжениях на базе появляется и возрастает ток базы i_b , препятствующий нарастанию напряжения u_2 .

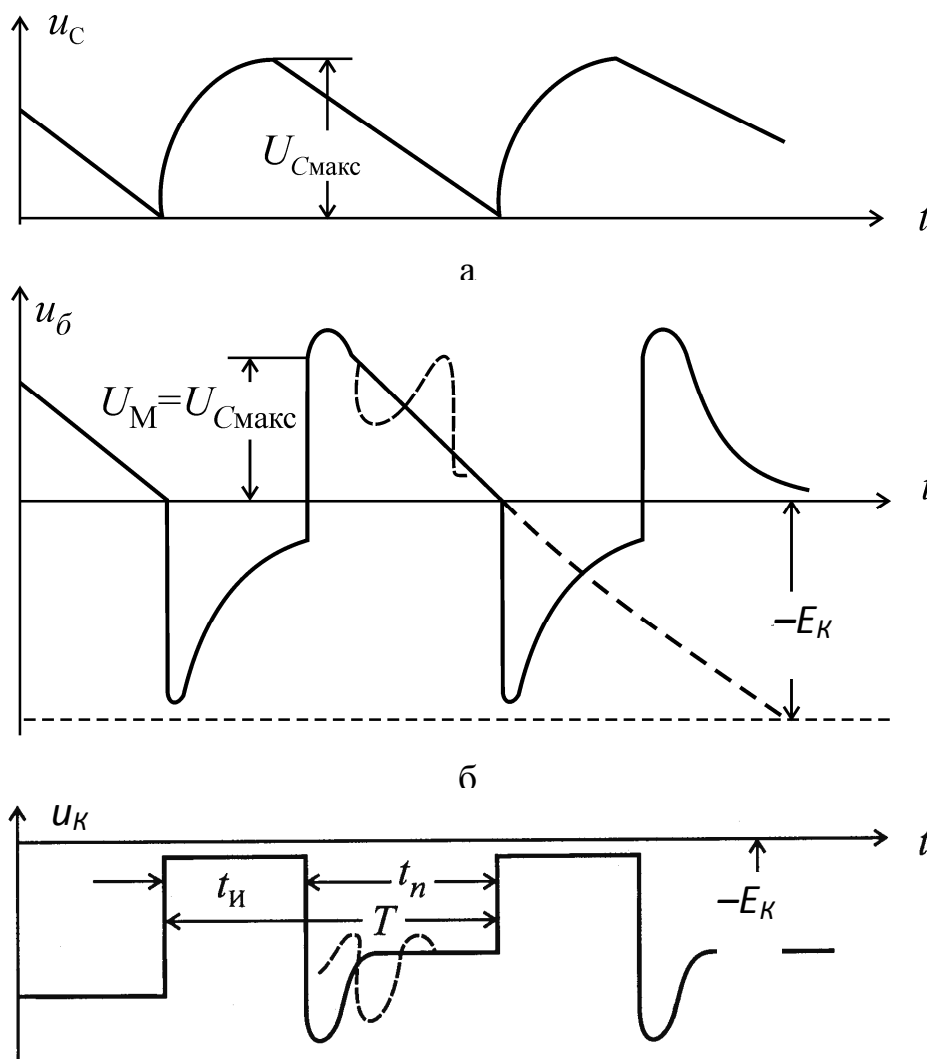


Рис. 8.34. Эпюры напряжения в схеме блокинг-генератора с общим эмиттером:
а) u_c от t ; б) u_b от t ; в) u_k от t

Таким образом, в схеме осуществляется прямой лавинообразный процесс. Прямая лавина прекращается из-за нелинейности характеристики коллекторного тока, достигающего насыщения. Во время лавинообразного процесса напряжение на конденсаторе C почти не меняется, так как скорость опрокидывания велика и длительность фронта импульса незначительна. Напряжение на коллекторе в режиме насыщения почти равно нулю (рис. 8.34, в).

Формула для расчета длительности паузы между импульсами без учета шунтирования может быть выведена аналогично формуле для определения длительности импульса в мультивибраторе, т. е.

$$t_n = \tau \ln \left(1 + \frac{U_M}{E} \right).$$

Здесь постоянная времени перезаряда конденсатора $\tau = RC$; уровень напряжения, к которому стремится экспонента, равен $-E_K$, а величину U_M можно приблизительно считать равной

$$U_M \cong nE_K, \quad (8.39)$$

где $n = \frac{\omega_0}{\omega_K}$ – коэффициент трансформации.

Блокинг-генератор может работать в ждущем режиме. Для этого в цепь базы необходимо ввести источник положительного смещения E_{CM} , как показано на рис. 8.35, а, или использовать отрицательное смещение в цепи эмиттера (рис. 8.35, б).

В качестве импульсного трансформатора используют трансформаторы на ферритовых кольцах с небольшим числом витков обмоток (от 5 до 20 витков).

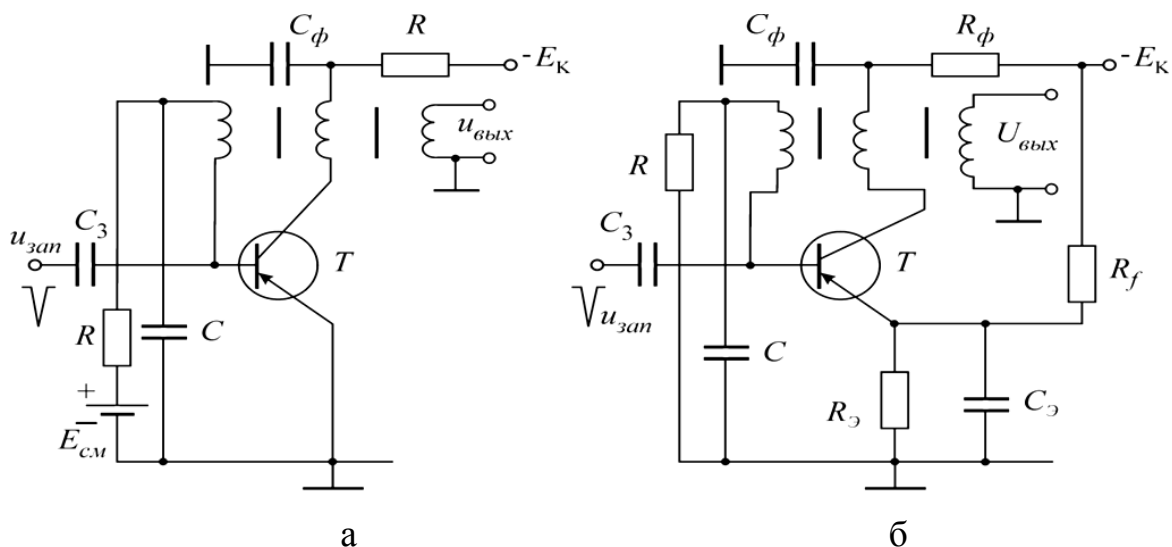


Рис. 8.35. Схемы ждущих блокинг-генераторов на транзисторах: а – с дополнительным источником запирающего напряжения; б – без дополнительного источника запирающего напряжения

8.6. Логические элементы и схемы

В современных радиотехнических системах наряду с элементами импульсной техники широко применяются элементы электронной цифровой вычислительной техники, на которых строятся узлы, блоки и устройства систем. Для анализа и синтеза этих элементов и узлов используется аппарат математической логики (наука о применении математических методов при решении различных логических задач). В сущности, для этой цели оказывается достаточным начальный раздел математической логики – исчисление высказываний, или **алгебра логики**. Ниже даются необходимые сведения по алгебре логики.

8.6.1. Основные положения алгебры логики

Фундаментальным понятием алгебры логики является понятие высказывания. Под **высказыванием** понимается всякое утверждение, о котором можно сказать, что оно является либо истинным, либо ложным. Высказывания оцениваются только с точки зрения их истинности или ложности. Высказываний одновременно истинных и ложных не существует.

Каждое высказывание, в зависимости от того, истинно оно или ложно, имеет значение истинности, равное соответственно единице или нулю. Следовательно, значение истинности высказываний – величина переменная, принимающая лишь два значения, 1 или 0, подобно цифрам в двоичной системе счисления. Высказывания называются эквивалентными, если значения их истинности одинаковы.

Высказывания могут быть **простыми** и **сложными**. Высказывание называется **простым**, если его значение истинности не зависит от значений истинности других высказываний. Простое высказывание можно рассматривать как независимую двоичную, или логическую, переменную. **Сложным** называется высказывание, значение истинности которого зависит от значений истинности составляющих его высказываний.

Простые высказывания будем обозначать через $p, q, r, \dots$ или $p_1, p_2, \dots, p_n$, а сложные высказывания – через $P_1, P_2, \dots, P_n$.

Объединение простых высказываний в сложные производится с помощью различных логических связей, имеющих смысл логических операций. Проводя те или иные логические операции над исходными высказываниями (двоичными переменными), получаем сложные высказывания, логическую или двоичную функцию.

Логическая функция называется элементарной, если она образуется путем использования однородных логических связей между двоичными переменными. При построении сложных логических функций достаточно использовать не все возможные элементарные логические функции, а лишь их часть, представляющую собой систему элементарных функций.

Система элементарных функций $P_1, P_2, \dots, P_n$ называется функционально полной, если любую функцию алгебры логики можно записать в виде формулы через $P_1, P_2, \dots, P_n$.

Существует несколько функционально полных систем элементарных функций, одна из них является главной, или основной, наиболее используемой на практике. В состав основной функционально полной системы элементарных логических функций входят функции:

$$P_1 = p_1, p_2, \dots, p_n \text{ (читается: } P_1 \text{ есть } p_1 \text{ и } p_2 \text{ и т. д. и } p_n \text{);}$$

$$P_2 = p_1 + p_2 + \dots + p_n \text{ (читается: } P_2 \text{ есть } p_1 \text{ или } p_2 \text{ и т. д. или } p_n \text{);}$$

$$P_3 = \bar{p} \text{ (читается: } P_3 \text{ есть не } p \text{),}$$

которые образованы путем использования следующих однородных логических связей: логического сложения (для функции P_2) и логического отрицания (для функции P_3).

Логическое умножение (иначе логическая связь *И*, или конъюнкция двух или нескольких высказываний) образует сложное высказывание P_1 , которое истинно только в том случае, когда истинны все составляющие его простого высказывания. Во всех остальных случаях P_1 ложно. Реализация операции логического умножения осуществляется с помощью логического элемента *И*, *ИЛИ* схемы совпадения (рис. 8.36, б).

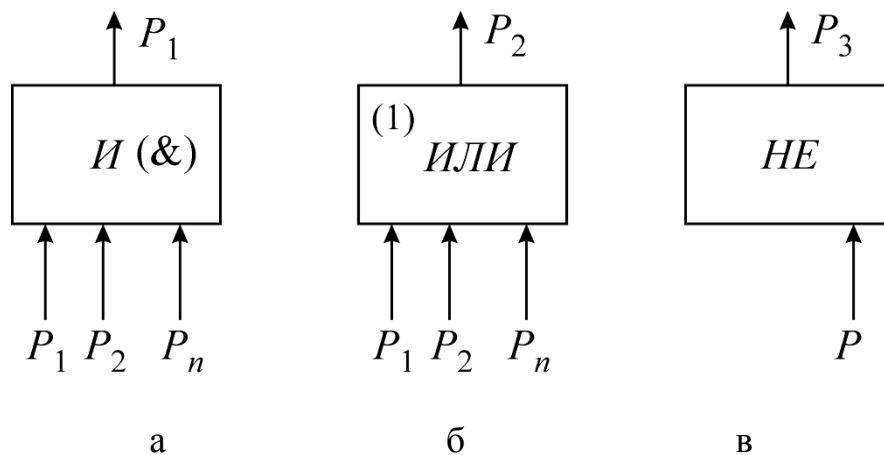


Рис. 8.36. Условные изображения логических элементов:
а – *И*; б – *ИЛИ*; в – *НЕ*

В общем случае это многополюсник с n входами (по числу простых высказываний $p_1, p_2, \dots, p_n$) и одним выходом. Кодовый сигнал 1 на выходе появляется лишь в том случае, когда одновременно на входы поданы сигналы, соответствующие коду 1, т. е. $P = 1$, если $p_1 = 1, p_2 = 1, \dots, p_n = 1$.

Логическое сложение (иначе: логическая связь *ИЛИ*, дизъюнкция двух или нескольких высказываний) образует сложное высказывание P_2 , которое истинно, если истинно хотя бы одно из составляющих его простых высказываний $P_1, P_2, \dots, P_n$. Высказывание P_2 ложно только в случае, когда одновременно ложны все образующие его простые высказывания.

Реализация операции логического сложения осуществляется с помощью логического элемента *ИЛИ*, или собирательной схемы (рис. 8.36, б), которая также является в общем случае многополюсником с n входами и одним

выходом. Сигнал, соответствующий коду 1, появляется на выходе элемента *ИЛИ* в том случае, когда подан сигнал кода 1 хотя бы на один его вход.

Логическим отрицанием называется такое сложное высказывание P_3 , которое истинно, когда высказывание p ложно, и ложно, когда p истинно. Операция логического отрицания реализуется с помощью логического элемента *НЕ*, или инвертора (рис. 8.36, *в*). Кодовый сигнал 1 на выходе инвертора появляется в случае, когда на вход подан сигнал кода 0. Логическими элементами называются такие элементы, которые обеспечивают реализацию одной из основной логических связей – логического умножения, логического сложения и логического отрицания.

Логические элементы *И*, *ИЛИ*, *НЕ* составляют функционально полный набор элементов, так как с их помощью можно построить логическую схему, реализующую сколь угодно сложную логическую функцию.

В алгебре логики имеются четыре основных закона, которые устанавливают эквивалентность логических формул, т. е. сочетаний высказываний, образованных с помощью логических связей *И*, *ИЛИ*, *НЕ*. Они позволяют осуществлять преобразования исходных логических функций с целью преобразования приведения их к виду, удобному для дальнейшего использования. Представим эти законы в виде табл. 8.1.

Таблица 8.1

Наименование закона	Для логического сложения	Для логического умножения
Переместительный	$p + q = q + p$	$p \cdot q = q \cdot p$
Сочетательный	$(p + q) + r = p + (q + r)$	$(p \cdot q) \cdot r = p \cdot (q \cdot r)$
Распределительный	$(p + q) \cdot r = p \cdot r + q \cdot r$	$p \cdot q + r = (p + r)(q + r)$
Закон инверсии	$\overline{p + q} = \overline{p} \cdot \overline{q}$	$\overline{p \cdot q} = \overline{p} + \overline{q}$

Законы алгебры логики можно отнести не только к двоичным переменным $p, q, r, \dots$, но и к логическим формулам (функциям), представляющим собой любые соединения двоичных переменных знаками конъюнкции, дизъюнкции и отрицания. Например, распределительный закон для логического умножения применительно к логическим функциям, которые обозначим через F_i , записывается в виде:

$$F_1 F_2 + F_3 = (F_1 + F_3)(F_2 + F_3).$$

Знание законов алгебры логики, а также вытекающих из них следствий позволяет осуществить преобразование исходных логических функций с целью их упрощения, уменьшение числа основных логических связей *И*, *ИЛИ*, *НЕ*. Это приводит к сокращению числа логических элементов, из которых составляется логическая схема, реализующая заданную функцию. Ниже приведен ряд соотношений, используемых в процессе эквивалентных преобразований логических функций.

1. Всегда истинные высказывания:

$$p + 1 = 1; \quad p + \overline{p} = 1.$$

2. Всегда ложные высказывания:

$$p \cdot 0 = 0; \quad p \cdot \bar{p} = 0.$$

Всегда истинные или всегда ложные высказывания – такие сложные высказывания, которые остаются соответственно истинными или ложными независимо от значений истинности составляющих их простых высказываний.

3. $p = p.$

4. $p \cdot p \cdot p \cdot \dots \cdot p = p.$

5. $p + p + p + \dots + p = p.$

6. $p \cdot 1 = p.$

7. $p + 0 = p.$

8. $p + \bar{p} \cdot q = p + q; \quad \bar{p} + p \cdot q = \bar{p} + q.$

9. $(p + q) \cdot (p + r) \cdot (q + r) = p \cdot q + p \cdot r + q \cdot r.$

10. $p + \bar{p} \cdot q + \bar{p} \cdot \bar{q} \cdot r + \bar{p} \cdot \bar{q} \cdot \bar{r} \cdot s + \dots = p + q + r + s + \dots$

11. $p(\bar{p} + q) \cdot (\bar{p} + \bar{q}) \cdot (\bar{p} + \bar{q} + \bar{r} + s) = p \cdot q \cdot r \cdot s.$

12. $p + q + r = p + q + r + p\bar{p} + q\bar{q} + r\bar{r}.$

Последнее соотношение показывает возможность дополнения исходной логической функции членами, тождественно равными нулю. Это в ряде случаев бывает необходимо для дальнейшего упрощения функции.

8.6.2. Диодные и диодно-транзисторные логические элементы

Схемы логических элементов на полупроводниковых диодах строятся либо как диодно-реостатные, либо как диодно-трансформаторные, причем в обоих случаях реализация логических функций осуществляется за счет использования нелинейных свойств диодов.

В **диодных** логических схемах отсутствуют источники ЭДС, поэтому коэффициент передачи по мощности между логическими элементами всегда меньше единицы. При последовательном включении логических элементов между ними, как правило, включаются усилительные и формулирующие элементы. Кроме того, непосредственная реализация функции логического отрицания (*НЕ*) невозможна. В связи с этим систему диодных логических элементов составляют элементы *И*, *ИЛИ*, *ЗАПРЕТ* (схема запрета, или схема запрещения).

Схема *ЗАПРЕТ* имеет два входа – рабочий и запрещающий – и один выход. Она реализует функцию

$$P = \overline{pq},$$

где p и q – сигналы, подаваемые соответственно на рабочий и запрещающий входы схемы.

Следовательно, на выходе схемы *ЗАПРЕТ* сигнал, представляющий код 1, образуется только в случае, когда $p = 1, q = 0$.

Диодно-трансформаторные логические элементы строятся на полупроводниковых диодах и импульсных трансформаторах, причем кодовые сигналы на входах и выходе элементов представляются импульсами. Входные

сигналы должны подаваться строго синхронно. Это значительно затрудняет отладку узлов и блоков, составленных из диодно-трансформаторных элементов. Кроме того, большое количество импульсных трансформаторов обуславливает громоздкость конструкции этих узлов и блоков, поэтому диодно-трансформаторные логические элементы не нашли сколько-нибудь широкое применение.

Более простыми являются **диодно-реостатные** логические элементы. Диоды выполняют функции развязывающих элементов для источников входных сигналов, а сопротивления обеспечивают такое распределение питающих напряжений, при которых создаются наиболее благоприятные рабочие режимы и ослабляется действие помех. Кроме простоты схем, к преимуществам диодно-реостатных элементов относится то, что путем изменения направления включения диодов и полярности питающих напряжений логический элемент *ИЛИ* может быть трансформирован в элемент *И* и наоборот. В то же время они обладают существенным недостатком: их входное сопротивление, как правило, значительно меньше выходного, поэтому диодно-реостатный элемент не может быть нагружен на большое число таких же элементов.

Схема диодно-реостатного логического элемента *ИЛИ* (рис. 8.37, а) на n входов включает n диодов и одно сопротивление.

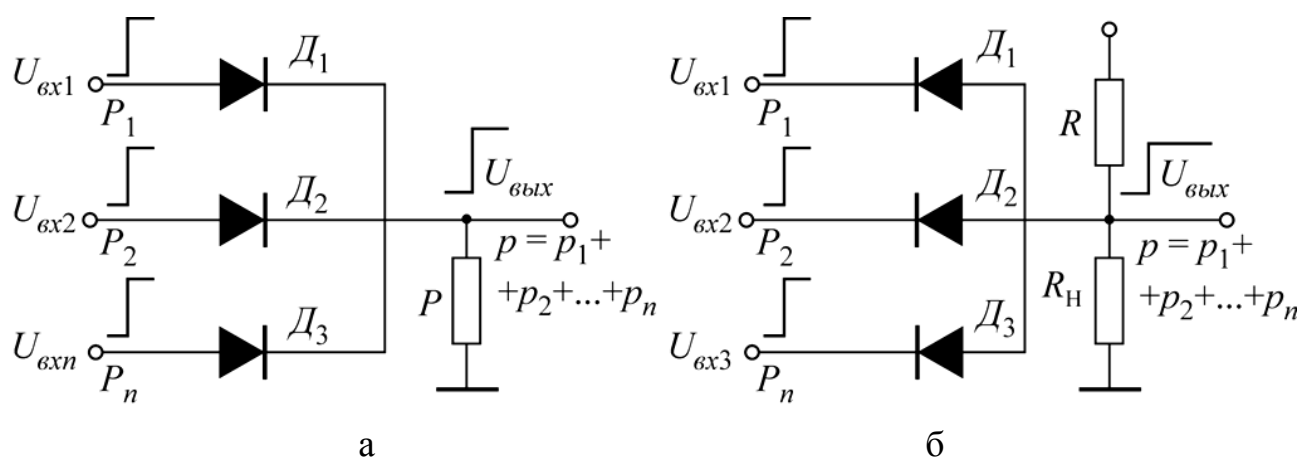


Рис. 8.37. Диодно-реостатные логические элементы:
а – *ИЛИ*; б – *И*

Кодовые сигналы, подаваемые на вход, могут быть как статистическими, так и импульсными. Схема рассчитывается на работу с сигналами положительной полярности, поэтому диоды включены в прямом направлении.

Для работы с входными сигналами отрицательной полярности необходимо обратное включение диодов.

Сигнал высокого уровня (код 1) на выходе схемы появляется в случае, когда подан сигнал положительной полярности хоть на один из n входов. Следовательно, логический элемент реализует зависимость

$$P = p_1 + p_2 + \dots + p_n.$$

Если на всех входах схемы установлены низкие уровни напряжения $U_{вхн}$, то на выходе будет также низкий уровень напряжения:

$$U_{вых_H} = \frac{U_{вх_H}}{\frac{r_{\partial np}}{n} + R} \cdot R,$$

где $r_{\partial np}$ – сопротивление диода в прямом направлении.

Величина $r_{\partial np}$ для плоскостных диодов колеблется в пределах 5–10 Ом.

Сопротивление R составляет 10–100 кОм.

Поэтому

$$U_{вых_H} \approx U_{вх_H}.$$

Если на один из входов подано напряжение высокого уровня $U_{вх_6}$, то на выходе будет также напряжение высокого уровня:

$$U_{вых_6} = \frac{U_{вх_6}}{r_{\partial np} + R} \cdot R.$$

Так как сопротивление диода в прямом направлении намного меньше сопротивления R , то

$$U_{вых_6} \approx U_{вх_6}.$$

Перепад напряжения на выходе несколько меньше, чем на входе за счет протекания через диоды обратных токов.

Диодно-реостатная логическая схема совпадения на n входов (рис. 8.37, б), как и схема *ИЛИ*, рассчитывается на работу с входными сигналами (статистическими или импульсными) положительной полярностью. Схема реализует зависимость

$$P = p_1 \cdot p_2 \cdot \dots \cdot p_n,$$

т. е. на ее выходе появляется сигнал высокого уровня, соответствующий коду 1, только в случае, когда на все входы поданы сигналы высокого уровня, удерживающие диоды в запертом состоянии.

Если хотя бы на одном входе, например на первом, устанавливается напряжение низкого уровня $U_{вх_H}$, то через сопротивление R и диод D_1 будет протекать ток

$$I = \frac{E - U_{вх_H}}{R + r_{\partial np}},$$

который на сопротивлении R вызовет падение напряжения

$$U_R = RI \frac{Er_{\partial np} + U_{вх_H}}{R + r_{\partial np}}.$$

В этом случае выходное напряжение

$$U_{вых_H} = E - U_R \frac{Er_{\partial np} + U_{вх_H} R}{R + r_{\partial np}}.$$

Так как $R \gg r_{\partial np}$, то

$$U_{вых_H} \approx U_{вх_H},$$

т. е. при наличии хотя бы на одном входе напряжения низкого уровня, соответствующего коду 0, на выходе также будет напряжение низкого уровня.

При расчете диодно-реостатного логического элемента $И$ обычно считаются заданными следующие величины: $U_{вх}$ – величина входных сигналов, $R_{вн}$ – внутреннее сопротивление источников входных сигналов, n – число входов схемы, $f_{макс}$ – максимальная частота следования входных сигналов, $\rho_{дон}$ – допустимое значение коэффициента отбора. В результате расчета определяются значения сопротивления R , R_H и напряжение E , которые обеспечивают требуемое быстродействие и необходимое значение коэффициента отбора.

Коэффициентом отбора называют отношение

$$\rho = \frac{U_{вых1}}{(U_{вых0})_{макс}},$$

где $U_{вых1}$ – напряжение на выходе схемы, соответствующее коду 1;

$(U_{вых0})_{макс}$ – максимальное напряжение на выходе схемы, соответствующее коду 0.

Коэффициент отбора можно определить по формуле

$$\rho \approx 1 + \frac{R_H R}{(R_H + R)(r_{\partial np} + R_{вн})}.$$

Для получения высокого значения коэффициента отбора необходимо выполнить следующие условия:

$$R > R_H, \quad R \gg r_{\partial np} + R_{вн}.$$

С другой стороны, учитывая требования по быстродействию схемы, значение сопротивления R должно быть таким, чтобы постоянная времени выходной цепи $T_{вых} = RC_H$ не превосходила заданной величины. Емкость нагрузки C_H складывается из емкости монтажа C_M и проходной емкости закрытия диодов C_{∂} , причем в предельном случае

$$C_H = C_M + nC. \quad (8.40)$$

В расчетах принимаются

$$3T_{вых} \leq t_{И}, \quad (8.41)$$

где t_H – длительность импульсных сигналов на входе.

Учитывая (8.40) и (8.41), получим:

$$R \leq \frac{t_H}{3(C_M + nC_\partial)}.$$

Емкость монтажа диодно-реостатных схем принимает значения от нескольких пикофард до нескольких десятков пикофард. Проходная емкость точечных диодов – несколько десятков пикофард, а плоскостных диодов производится с таким расчетом, чтобы они удовлетворяли требованиям по частоте.

В **диодно-транзисторных** логических элементах усиление кодовых сигналов производится, как правило, после прохождения ими одной или двух логических цепей типа *И* или *ИЛИ*, реализованных на диодах. Поэтому различают одноступенчатые и двухступенчатые диодно-транзисторные логические элементы.

Рассмотрим диодно-транзисторный логический элемент (рис. 8.38), реализующий функцию $P = \overline{pqr}$.

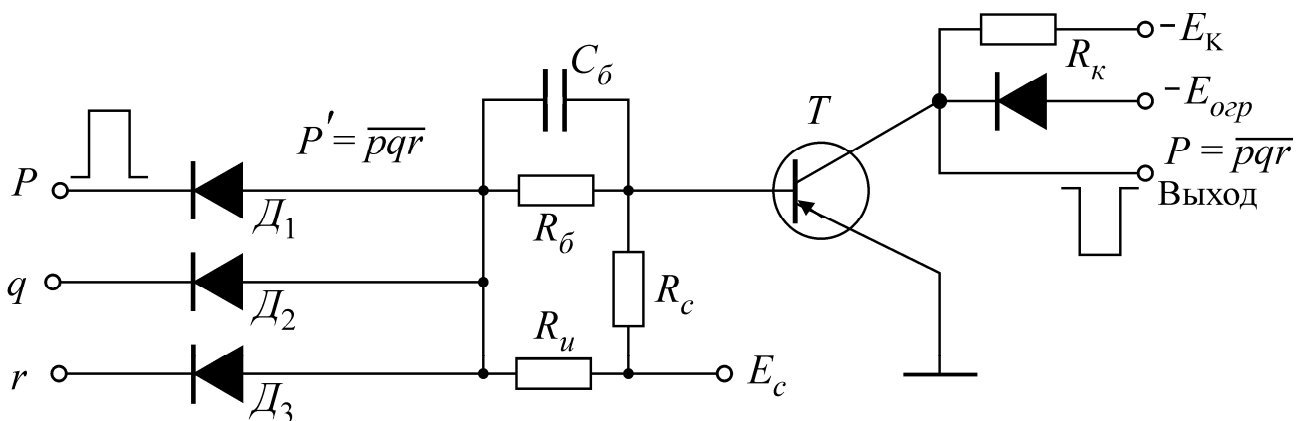


Рис. 8.38. Диодно-транзисторный логический элемент

В нем можно выделить две части: диодно-реостатную схему совпадения на три входа, построенную на диодах D_1 , D_2 , D_3 и сопротивлении R_u , и однокаскадный транзисторный усилитель. Схема совпадения реализует логическую функцию $P' = pqr$, а усилитель обеспечивает усиление и инвертирование сигнала P' . Обе части проходят через $R_\delta C_\delta$ -цепочку.

Кодовые сигналы 1 на входах предъявлены импульсами положительной полярности. Следовательно, на вход усилителя-инвертора сигнал $P' = 1$ положительной полярности поступает только при одновременности подачи на все три входа сигналов p , q , r . При этом транзистор запирается, и на выходе схемы появляется импульс отрицательной полярности. Источник $+E_C$ обеспечивает надежное запирающее транзистора в заданном диапазоне изменения температуры окружающей среды.

К коллектору транзистора помимо основного источника питания $-E_K$ подключен через ограничивающий диод $D_{огр}$ источник $E_{огр}$, причем $E_{огр} < E_K$.

Транзистор в схеме диодно-транзисторного логического элемента выбирается таким образом, чтобы его предельная частота усиления по току была достаточной для получения заданного времени переключения схемы. Кроме того, должны удовлетворяться условия:

$$U_{к_{макс}} \geq U_{к_{ном}},$$

$$I_{к_{макс}} \geq I_{к_{ном}},$$

где $U_{к_{ном}}$ и $I_{к_{ном}}$ – заданные номинальные значения коллекторного напряжения и коллекторного тока.

При выборе диодов руководствуются тем, что максимальная рабочая частота соответствует предельной частоте рабочей схемы, и допустимое обратное напряжение диода не менее $U_{к_{ном}}$ (полагаем, что входные импульсы формируются с помощью таких же диодно-транзисторных логических элементов).

8.6.3. Транзисторные логические элементы

В транзисторных логических элементах транзисторы используются не только в схемах усиления сигналов, но и как переключающие элементы, реализующие заданные логические функции. Для построения логичных элементов на транзисторах применяются эмиттерные повторители, инверторы, схемы с непосредственными связями.

Особый интерес представляют транзисторные схемы с непосредственными связями. Непосредственной называется такая связь между коллектором одного транзистора и базой (коллектором, эмиттером) другого, которая осуществляется без каких-либо переходных деталей, непосредственно. Такие схемы рассчитываются на небольшие перепады напряжений.

В схемах с непосредственной связью используются главным образом поверхностно-барьерные транзисторы, включаемые по схеме с общим эмиттером как последовательно, так и параллельно.

При параллельном включении транзисторов логическая схема с непосредственными связями может работать либо как схема совпадения, либо как собирательная схема с одновременной инверсией фазы входных сигналов (приведена на рис. 8.39, б).

При последовательном включении транзисторов логическая схема с непосредственными связями приведена на рис. 8.39, а.

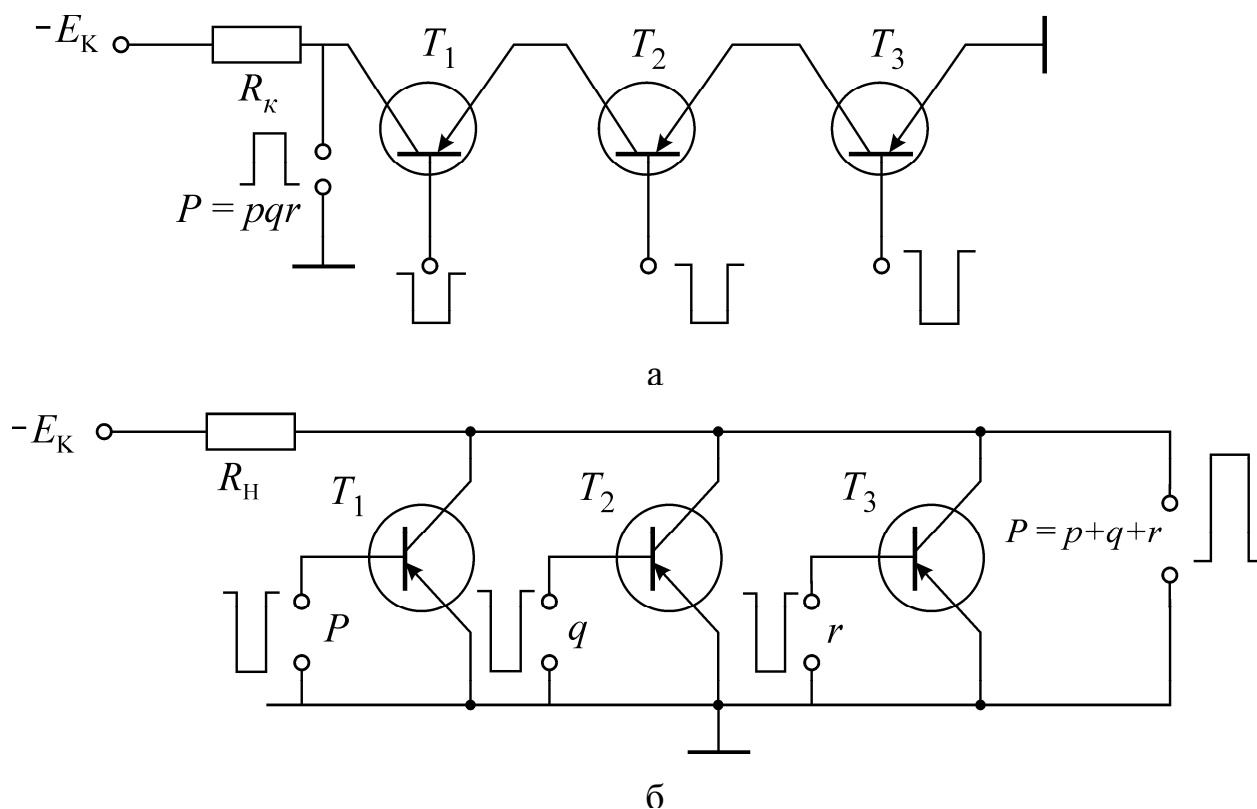


Рис. 8.39. Транзисторные логические элементы с непосредственными связями:
 а – при последовательном включении транзисторов; б – при параллельном включении транзисторов

Логические схемы с непосредственными связями обладают следующими **преимуществами**:

а) в них отсутствуют переходные цепи, используются только транзисторы и сопротивления. Благодаря этому такие схемы отличаются конструктивной простотой, в них заложены хорошие возможности для печатного монтажа;

б) один и тот же логический элемент может использоваться как в качестве схемы совпадения, так и в качестве собирательной схемы;

в) для питания схемы необходим только один источник, причем напряжение питания около 3 В. Мощность рассеяния как на транзисторах, так и на сопротивлениях очень мала. На заряд и разряд паразитных емкостей затрачивается небольшая мощность, так как перепады напряжения в схемах с непосредственными связями порядка 0,4 В;

г) за счет применения высокочастотных транзисторов может быть достигнута высокая скорость срабатывания.

Недостатки логических схем с непосредственными связями:

1) низкая экономичность: количество транзисторов в схемах совпадения и собирательных схемах равно числу входов;

2) недостаточное использование частотных возможностей транзисторов, так как они работают в режиме глубокого насыщения;

3) необходимость тщательного отбора транзисторов по многим параметрам. Допустимый разброс параметров транзисторов в схеме составляет 3–5 %.

В некоторых случаях при построении логических схем возникает необходимость представления выходного сигнала в парафазном ходе. В схемах с непосредственными связями для получения выходного сигнала в парафазном ходе целесообразно использовать транзисторный **переключатель тока** (рис. 8.40), который представляет собой триггер, работающий при небольших перепадах входных и выходных напряжений.

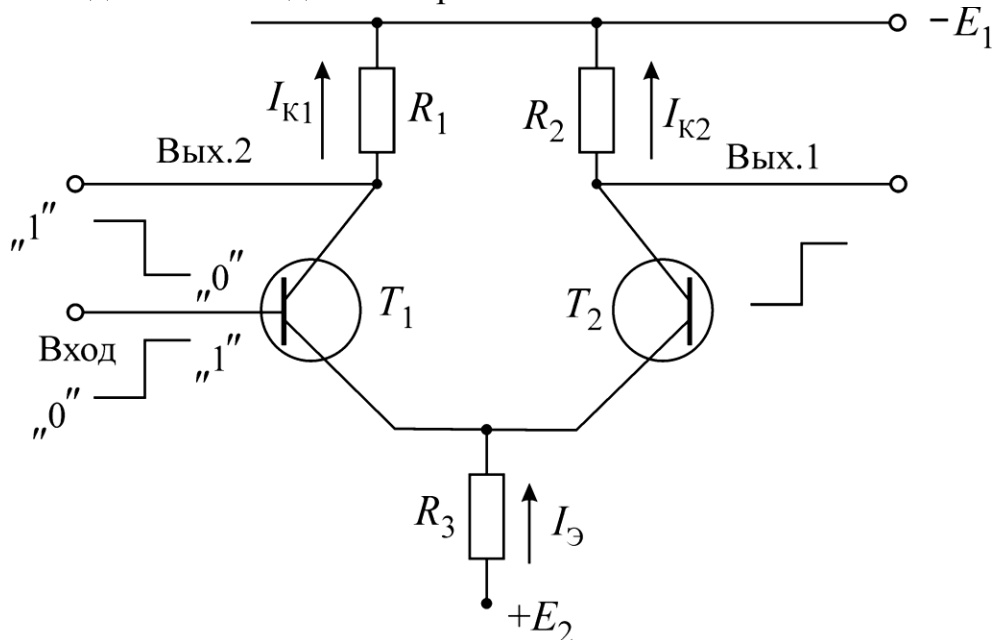


Рис. 8.40. Переключатель тока

В рассматриваемой схеме используются транзисторы с *p-n-p*-переходом. Источник питания $+E_2$ и сопротивление R_3 образуют генератор тока, который под действием входных сигналов переключается либо в транзистор T_1 , либо в транзистор T_2 .

Эмиттеры транзисторов всегда находятся под одинаковым потенциалом, поэтому для изменения состояния схемы необходимо на вход подавать сигналы небольшой амплитуды (порядка $\pm 0,3$ В относительно нулевого уровня), несколько превосходящие падение напряжения на базно-эмиттерном переходе.

Построение логического элемента с переключателем тока осуществляется путем включения в одно из плеч переключателя вместо транзистора соответствующей логической схемы с непосредственными связями. На рис. 8.41 приведена схема логического элемента на три входа с переключателем тока. Нетрудно убедиться, что если входные кодовые сигналы 1 представлены сигналами высокого уровня, то для прямого выхода схемы (выход P) реализуется логическое умножение ($P = pqr$).

«трехточечным» схемам (рис. 8.42, в). На рис. 8.42 обозначено: АЭ – активный элемент, в качестве которого могут быть использованы лампы, полевые биполярные транзисторы, интегральные микросхемы (операционные усилители ОУ).

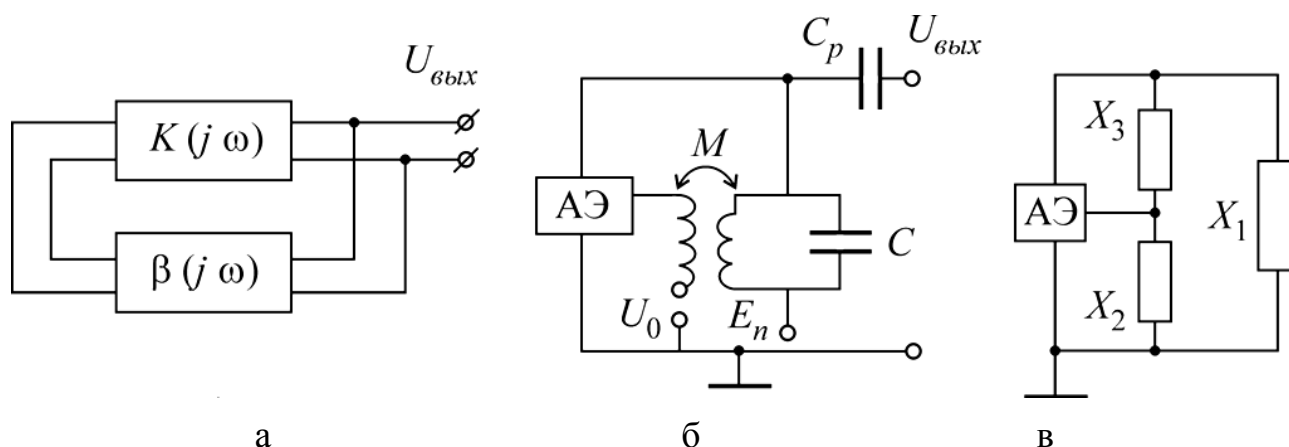


Рис. 8.42. Схемы:

а – с обратной связью; б – с магнитной связью; в – резистивная

Основные разновидности RC-генераторов: автогенераторы с фазобалансной цепью (рис. 8.43, а) и с RC фазосдвигающей цепочкой (рис. 8.43, б).

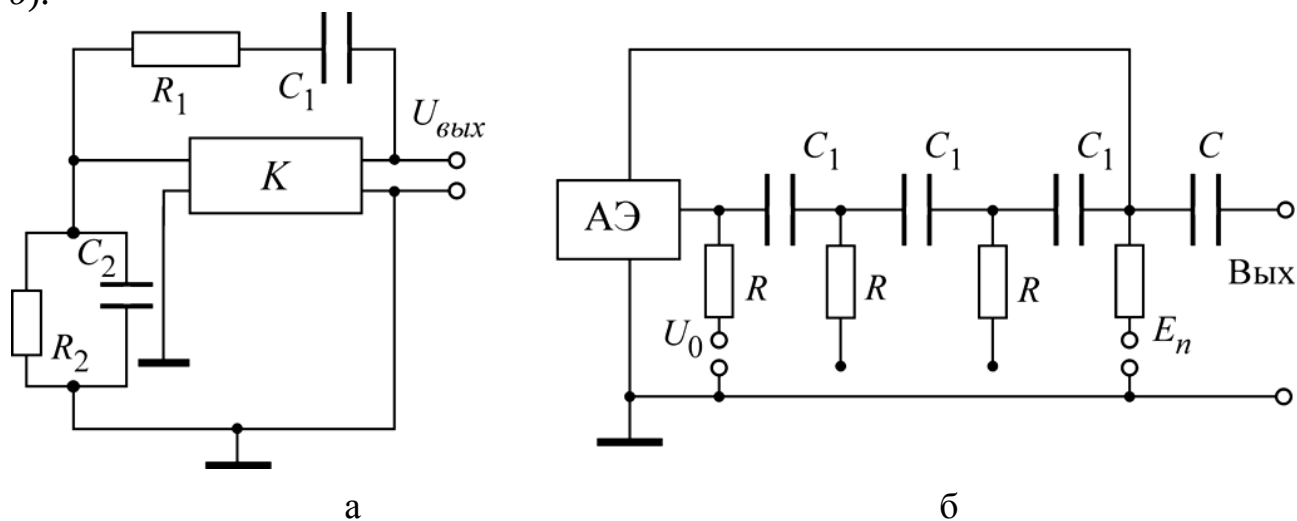


Рис.8.43. Принципиальные электрические схемы АК:

а – фазобалансная схема; б – фазосдвигающая цепочка

RC-автогенераторы чаще всего используются для генерирования колебаний ($f_2 < 10^5$ Гн).

При исследовании и расчете АГ решают две основные задачи: 1) при каких условиях система самовозбуждается; 2) каковы амплитуда и частота АК в стационарном режиме. Поэтому из процесса установления АК выделяют два основных режима: режим возбуждения и стационарный режим.

8.7.1. Режим самовозбуждения (линейный режим)

При возбуждении АК их амплитуда мала и активный элемент в этом режиме рассматривается как линейная цепь.

В соответствии с критерием Найквиста условия самовозбуждения можно представить в виде

$$H(j\omega) = K(j\omega)\beta(j\omega) \quad (8.42)$$

или $K(\omega)\beta(\omega) > 1$ – амплитудные условия самовозбуждения,

$$\varphi_K(\omega) + \varphi_\beta(\omega) = 2\pi n \quad (8.43)$$

– фазовые условия самовозбуждения (положительная ОС), где $n = 1, 2, 3 \dots$

Для LC-автогенератора с трансформаторной ОС

$$I(j\omega) = \left[SZ_p / \sqrt{1 + a^2} \right] \exp[-j \arctg(a) + j\pi];$$

$$\beta(\omega) = (M / L) [\exp(j\pi)],$$

где S – дифференциальная крутизна АЭ в рабочей точке;

$Z_p = \rho Q = \rho^2 / r = L / C$ – резонансное сопротивление колебательного контура;

$a = 2Q\Delta\omega / \omega_0$ – обобщенная расстройка (Q – добротность контура;

$\Delta\omega = \omega - \omega_0$ – расстройка; $\omega_0 = 1 / \sqrt{LC}$ – резонансная частота контура).

Фазовые условия самовозбуждения позволяют определить частоту автоколебаний

$$\omega_\Gamma = \omega_0. \quad (8.44)$$

Амплитудные условия самовозбуждения используются для определения кинетической величины одного из параметров ($S, M \dots$)

$$SZ_p M / L = 1. \quad (8.45)$$

Для трехточечной схемы частота ω_0 АК вычисляется из условия

$$X_1(\omega_0) + X_2(\omega_0) + X(\omega_0) = 0. \quad (8.46)$$

Критическое значение параметра:

$$SP^2 Z_p \beta = SZ_{pэ} \beta = 1, \quad (8.47)$$

где $Z_{pэ} = p^2 Z_p$ – резонансное эквивалентное сопротивление контура, учитывающее его неполное включение;

$$p = X_1 / (X_1 + X_2) \text{ – коэффициент включения.}$$

8.7.2. Стационарный режим работы автогенератора (нелинейный)

В этом режиме нарастающие автоколебания попадают в область нелинейности параметров АС (отсечка, ограничение). Их рост замедляется и прекращается, наступает стационарный режим. При этом $K(\omega, U_m)$ и

$\beta(\omega, u_m)$ становится функциями амплитуды и частоты, а условие самовозбуждения (8.44) переходит в уравнение баланса:

$$K(\omega_\Gamma, U_{cm})\beta(\omega_\Gamma, U_{cm}) = 1$$

(уравнение баланса амплитуд);

$$\varphi_K(\omega_\Gamma, U_{cm}) + \varphi_\beta(\omega_\Gamma, U_{cm}) = 2\pi n \quad (8.48)$$

(уравнение баланса фаз).

Совместное решение уравнений баланса позволяет вычислить значения стационарной частоты и амплитуды АК (ω_Γ, U_{cm}). Расчет существенно упрощается, если $\varphi_K, \varphi_\beta, \beta$ не зависят от амплитуды АК. Тогда из уравнения баланса фаз получаем $\omega_\Gamma = \omega_0$.

Для аналитического определения амплитудных стационарных АК аппроксимируем ВАХ АЭ полиномом:

$$i_{вых} = a_0 + a_1 u_{вх} + a_2 u_{вх}^2 + a_3 u_{вх}^3 + \dots,$$

где $u_{вх}(t) = U_0 + U_m \cos \omega_0 t$ или

$$i_{вых} = b_0 + b_1 u_{вх} + b_2 u_{вх}^2 + b_3 u_{вх}^3 + \dots, \quad (8.49)$$

где $u_{вх}(t) = U_m \cos \omega_0 t$.

Будем считать АГ гармонических колебаний узкополосной системой. Это позволяет воспользоваться выводами квазилинейной теории для расчета характеристик и параметров АГ. С учетом условия баланса амплитуд (8.48) имеем:

$$I_1(U_m) = b_1 U_m + (3/4)b_3 U_m^3 + (5/8)b_5 U_m^5 = U_m / (\beta Z_{pэ}); \quad (8.50)$$

$$S_{cp}(u_m) = I_1(U_m) / U_m = b_1 + (3/4)b_3 U_m^2 + (5/8)b_5 U_m^4 = 1 / (\beta Z_{pэ}); \quad (8.51)$$

$$K(U_m) = U_{вых}(u_m) / U_m = S_{cp}(U_m) Z_{pэ} = 1 / \beta; \quad (8.52)$$

$$U_{вых}(u) = I(U_m) Z_{pэ} = U_m / \beta, \quad (8.53)$$

где $b_1, b_3, \dots$ – коэффициенты аппроксимации, величина и знак которых зависит от смещения U_0 .

Поэтому функции, описываемые левыми частями (8.50–8.53), имеют различный характер в зависимости от U_0 (рис. 8.44) и называются линиями обратной связи.

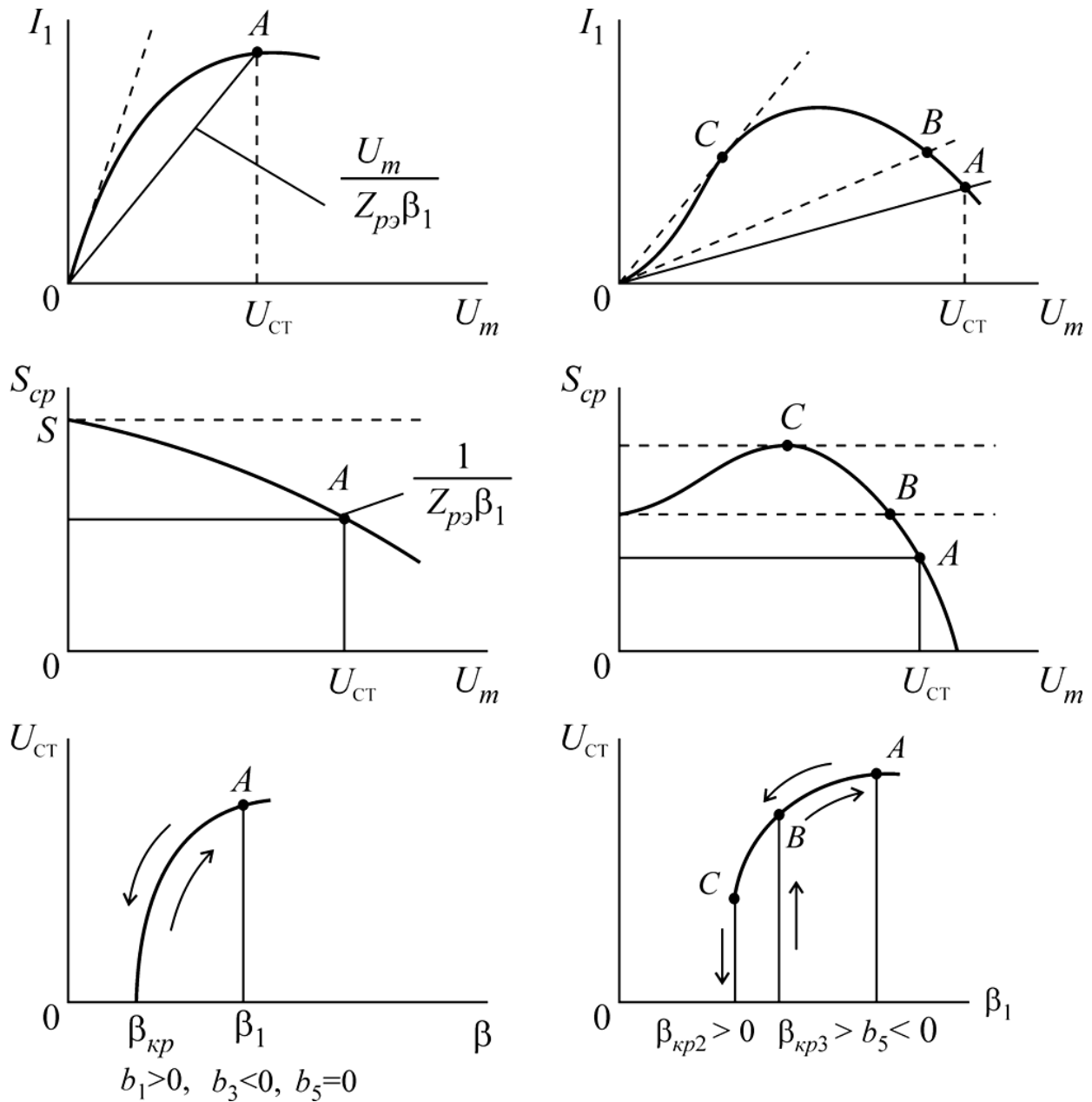


Рис. 8.44. Линии обратной связи

Для «мягкого» решения самовозбуждения U_0 выбирается на линейном или квадратном участке ВАХ и $b_1 > 0$, $b_3 < 0$, $b_5 = 0$, а изменение $U_{ст}$ от коэффициента $\alpha\beta$ (аналогично и от Z_p) происходит мягко (плавно) и однозначно как при увеличении, так и при уменьшении β . На рис. 8.44 стрелками обозначено направление изменения β и $U_{ст}$.

В «жестком» режиме самовозбуждения, когда смещение U_0 выбирается на нижнем изгибе ВАХ, $b_1 > 0$, $b_3 > 0$, $b_5 > 0$, возникновение колебаний (точка B при $\beta_{кр1}$), срыв (точка C при $\beta_{кр2} < \beta_{кр1}$) происходят скачкообразно (жестко) при различных значениях β .

Стационарный режим называется устойчивым, если малые изменения стационарной амплитуды с течением времени затухают. Условия устойчивости стационарного режима:

$$\alpha U_{m_{блх}}(U_m) / dU_m \big|_{U_{CT}} < 1 / \beta; \quad S_{cp}(U_m) / U_m \big|_{U_{CT}} < 0. \quad (8.54)$$

LC АГ можно рассматривать как колебательный контур с независимыми колебаниями (рис. 8.45).

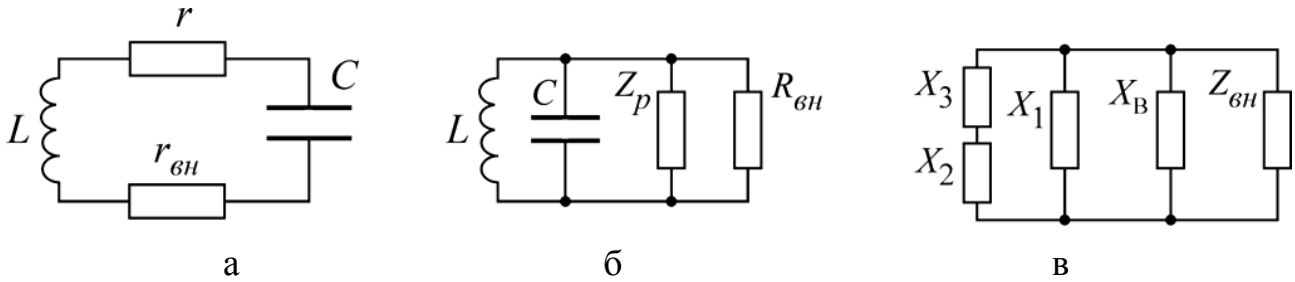


Рис. 8.45. Колебательный контур с незатухающими колебаниями:

а – последовательный; б – параллельный; в – обобщенный

При этом действие ОС сводится либо к внесению в контур отрицательного сопротивления ($r_{вн}$), либо к шунтированию контура отрицательным сопротивлением ($R = R_{вн}$). Причем $r_{вн} = \rho^2 / R_{н}$.

Контур самовозбудится, если, исходя из неравенства $K\beta = SZ_p\beta = S(p^2 / r)\beta < 1$, для последовательной и параллельной схем соответственно выполняются условия:

$$|r_{вн}| = \beta^2 S \beta \geq r; \quad |R_{вн}| = 1 / (S\beta) \leq Z_p. \quad (8.55)$$

Для стационарного режима соотношения (8.45) преобразуются к виду

$$|r_{вн}(U_m)| = \rho_{cp}^2(U_m) \beta = r, \quad ; \quad |R_{вн}(U_m)| = 1 / [S_{cp}(U_m) \beta] = Z_p. \quad (8.56)$$

Для трехточечных схем АР (рис. 8.42) в формулах (8.45) и (8.46) должно быть $Z_{pэ}$ вместо Z_p , так как происходит частичное подключение контура (рис. 8.45, в).

Для автогенератора с внутренней ОС появление в контуре отрицательного сопротивления связано с подключением к нему, например, туннельно диода (рис. 8.46, а).

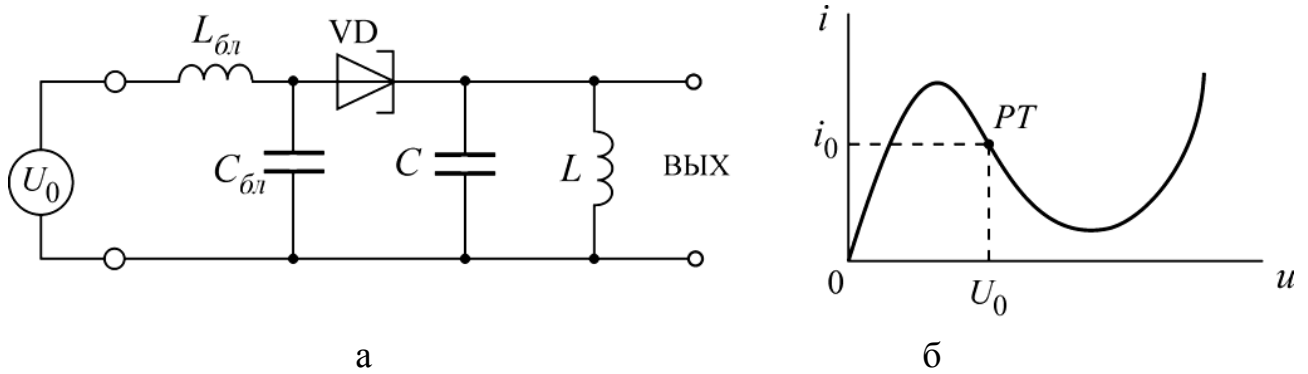


Рис. 8.46. АГ с внутренней ОС:
а – электрическая схема АГ; б – ВАХ туннельного диода

Выберем U_0 так, чтобы рабочая точка оказалась на участке ВАХ диода с отрицательным дифференциальным сопротивлением (рис. 8.46, б). Воспользуемся параллельной схемой колебательного контура (рис. 8.45, б). Тогда для режима самовозбуждения из (8.45)

$$|R_i| \leq Z_p.$$

Для стационарного режима из (8.56)

$$|R_{cp}(U_m) = Z_p|, \quad (8.57)$$

где $R_{cp} = U_m / I_1(U_m)$ – среднее по первой гармонике тока сопротивление диодов на рабочем участке.

Амплитуду U_{CT} генерируемых колебаний в стационарном режиме можно определить из графика рис. 8.47, а как абсциссу точки А, где выполняется условие (8.57). Ее можно определить также из графика рис. 8.47, б в точках пересечения (2 и 3) ВАХ с нагрузочной прямой

$$i = i_0 + (U_0 - u) / Z_p.$$

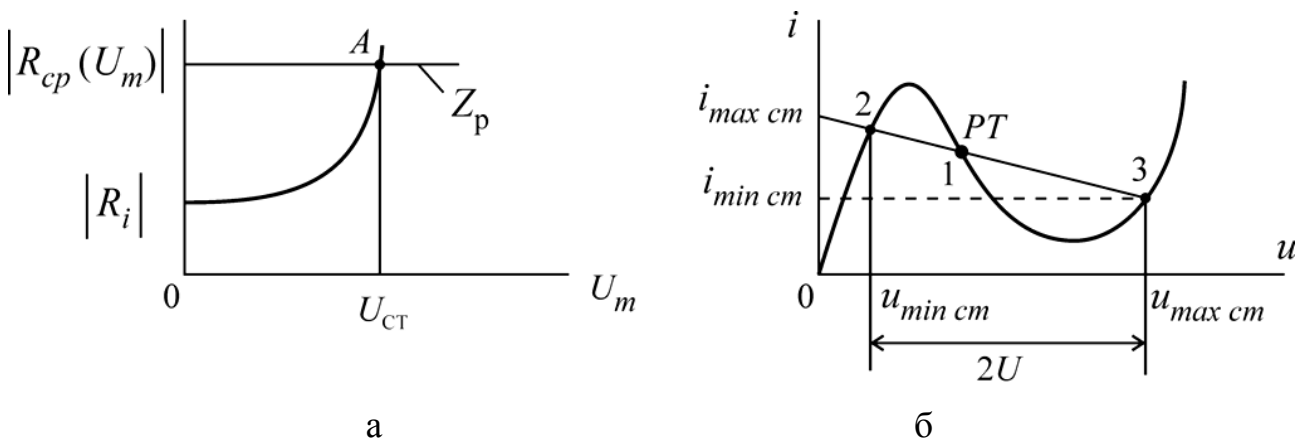


Рис. 8.47. Графики зависимости, характеризующие работу схемы:
а – кривая Z_p ; б – кривая $i = f(U)$

Действительно, если вычислить амплитуду тока первой гармоники I_1 по формуле трех ординат, то в установившемся режиме

$$I_{1CT} = (i_{\max cm} - i_{\min cm}) / 2$$

и

$$|R_{cp}(U_{CT})| = U_{CT} / I_{1CT} = 2U_{CT} / (i_{\max cm} - i_{\min cm}) = Z_p.$$

Для RC-автогенератора с фазобалансной цепью (мостом Вина) передаточная функция $\beta(j\omega)$ цепи ОС

$$\beta(j\omega) = \frac{1}{A + jB(\omega)} = \frac{1}{A^2 + B^2(\omega)} \exp[j\varphi_\beta(\omega)], \quad (8.58)$$

где

$$A = 1 + R_1 / R_2 + C_2 / C_1,$$

$$B(\omega) = \omega R_1 C_1 - 1 / \omega R_2 C_1,$$

$$\varphi_\beta(\omega) = \arctg[B(\omega) / A].$$

Легко видеть, что только на одной частоте ω_0 фазовый сдвиг $\varphi_\beta(\omega)$ равен нулю:

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}. \quad (8.59)$$

и коэффициент передачи фазобалансной цепи максимален:

$$\beta_{\max} = 1 / A = 1 / (1 + R_1 / R_2 + C_2 / C_1).$$

В соответствии с условиями самовозбуждения (8.43) и стационарного режима (8.48) можно сформулировать требования к прямой цепи $K(j\omega)$. На частоте генерируемых колебаний $\omega_\Gamma = \omega_0$ коэффициент усиления должен быть:

$$K(\omega_0) > 1 / \beta_{\max} = 1 + R_1 / R_2 + C_2 / C_1$$

(для самовозбуждения);

$$K(\omega_0 U_{CT}) = 1 / \beta_{\max} = 1 + R_1 / R_2 + C_2 / C_1 \quad (8.60)$$

(для стационарного режима генерации).

В качестве прямой цепи $K(j\omega)$ может использоваться операционный усилитель (с инвертирующим входом) или двухкаскадный резисторный усилитель на транзисторах.

Для RC-генератора на рис. 8.43, б цепь ОС представляет фазосдвигающую RC-цепь – фильтр высокой частоты (ФВЧ) с передаточной функцией вида (8.58), где

$$A = 1 - 5 / (\omega CR)^2, \quad B(\omega) = 1 / (\omega RC)^3 - 6 / (\omega CR).$$

Колебания в АГ будут возникать в случае, если фазовый сдвиг, создаваемый RC-цепью, будет равен 180° ; это будет иметь место на частоте $\omega_\Gamma = \omega_0$, на которой равна нулю мнимая часть $B(\omega)$ в выражении для передаточной функции, т. е.

$$\omega_T = \omega_0 = 1 / \sqrt{6RC}. \quad (8.61)$$

Коэффициент усиления однокаскадного усилителя, необходимый для его возбуждения на этой частоте и стационарной генерации

$$K(\omega_0, U_{CT}) = 5 / (\omega_0 CR)^2 - 1 = 29. \quad (8.62)$$

Если вместо звеньев ФВЧ использовать звенья низкой частоты (поменять местами R и C в схеме рис. 8.43, б, то изменится лишь генерируемая частота

$$\omega_T = \omega_0 = \sqrt{6} / RC, \quad (8.63)$$

а требования к усилению прямой цепи остаются прежними, т. е.

$$K(\omega_0, U_{CT}) = 29.$$

8.8. Режим работы автогенераторов с дрейфовыми транзисторами

По своему начертанию схемы автогенераторов на транзисторах мало чем отличаются от ламповых автогенераторов. По существу любая из схем, применяемых в ламповых генераторах, может иметь свой аналог в автогенераторах на транзисторах.

При анализе схем транзисторных автогенераторов было установлено, что, несмотря на различие схем по своему внешнему начертанию (схема с автотрансформаторной связью, схема с емкостной связью, схема с индуктивной связью и т. д.), при работе на высоких частотах все эти схемы дают примерно одинаковые результаты по режимным характеристикам и по стабильности частоты, если при этом в каждой из них оптимально согласовать связь транзистора с колебательной (согласующей) системой. Поэтому вопрос о том, какая из схем является наиболее пригодной в каждом конкретном случае, должен решаться по ряду других показателей, в том числе по сложности конструкции схем, по диапазонным свойствам генератора, по простоте способов согласования связи транзистора с колебательным контуром и т. д., т. е. эти вопросы при выборе схемы выходят на передний план и становятся определяющими. По совокупности именно этих показателей схема транзисторного автогенератора с емкостной связью предпочтительней перед другими схемами при работе на высоких частотах.

При работе автогенераторов на транзисторах сумма вопросов, связанных со сложностью схемы и особенно со способом согласования связи транзистора с колебательным контуром, становится еще более весомой. Главная причина этому – во много раз бóльшая по сравнению с лампой крутизна характеристики у транзистора; это обстоятельство делает практически невозможным создание иной схемы, отличающейся от схем с частичной связью триода с колебательным контуром (если при этом искусственно не занижена добротность контура), и серьезно затрудняет получение требуемой по расчету малой связи транзистора с контуром в схемах с автотрансформаторной и с трансформаторной связями.

Для лучшего уяснения физических процессов, происходящих при генерировании на транзисторах, эквивалентные схемы автогенераторов следует строить применительно к основным физическим параметрам транзистора.

Построение эквивалентной схемы на основе физических параметров транзистора позволяет лучше понять физическую сторону явлений, происходящих в транзисторах при автогенерировании, позволяет обходиться минимумом всякого рода условностей и, тем самым, дает возможность влиять на развитие полупроводниковых триодов в нужном направлении [15].

На основании изложенных предпосылок вводим следующие **основные ограничения**, которыми будем руководствоваться при анализе схем автогенераторов на полупроводниковых триодах.

1. Анализ работы автогенератора будем производить только для схемы с емкостной связью. Это не исключает, конечно, возможности применения других схем, особенно при сравнительно низких частотах, где они по некоторым конструктивным показателям могут оказаться предпочтительней. Однако можно утверждать, что никакого выигрыша по стабильности частоты при этом, по сравнению со схемой с емкостной связью, не получим, если последняя рассчитана и построена по оптимальному варианту в соответствии с даваемыми ниже рекомендациями; в данном случае вполне закономерна аналогия с ламповыми схемами автогенераторов.

2. Рассмотрение и анализ схем будет производиться на основе физических параметров триода; система u -параметров будет применяться только в отдельных частных случаях для лучшего уяснения вопроса в целом. Из изложенного отнюдь не следует, что исключается из рассмотрения понятие крутизны характеристики, которое является одной из основ системы u -параметров. Это понятие остается, но, как увидим ниже, оно будет включать в себя совокупность различных физических параметров и характеристик транзистора. Наивысшие частоты, до которых целесообразно применять транзисторы для стабильного генерирования, будут ясны из последующего анализа.

8.8.1. Анализ схемы автогенератора при работе его на низких частотах с малыми амплитудами

На рис. 8.48 изображена принципиальная схема автогенератора на транзисторе с емкостной связью, а на рис. 8.49 изображена эквивалентная схема автогенератора, основанная на эквивалентной схеме транзистора, учитывающей его физические параметры при низких частотах.

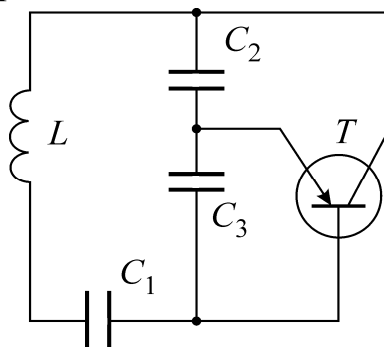


Рис. 8.48. Принципиальная схема транзисторного автогенератора

Решая систему уравнений, составленных в соответствии с обозначениями, указанными на рис. 8.49, находим общее уравнение для автогенератора в установившемся режиме генерирования:

$$(Z_1 + Z_2 + Z_3)[r_{\varepsilon} + r_{\delta}(1 - \alpha_0) + Z_1(1 - \alpha_0)] + Z_1 Z_2[\alpha_0 - Z_1 / Z_2(1 - \alpha_0)] = 0, \quad (8.64)$$

где Z_1 , Z_2 , Z_3 – комплексные сопротивления соответствующих ветвей контура автогенератора.

Выражение (8.64) справедливо, когда $r_k \gg r_{\delta} + r_{\varepsilon}$, что практически всегда имеет место.

Введем обозначения, аналогичные обозначениям для лампового автогенератора с емкостной связью: C_1 , C_2 , C_3 – емкости делителя напряжения (рис. 8.48); σ – коэффициент обратной связи:

$$\sigma = \frac{U_{\varepsilon\delta}}{U_{\varepsilon k}} = \frac{C_2}{C_3}; \quad (8.65)$$

где $U_{\varepsilon\delta}$ – переменное напряжение эмиттер – база;

$U_{\varepsilon k}$ – переменное напряжение эмиттер – коллектор.

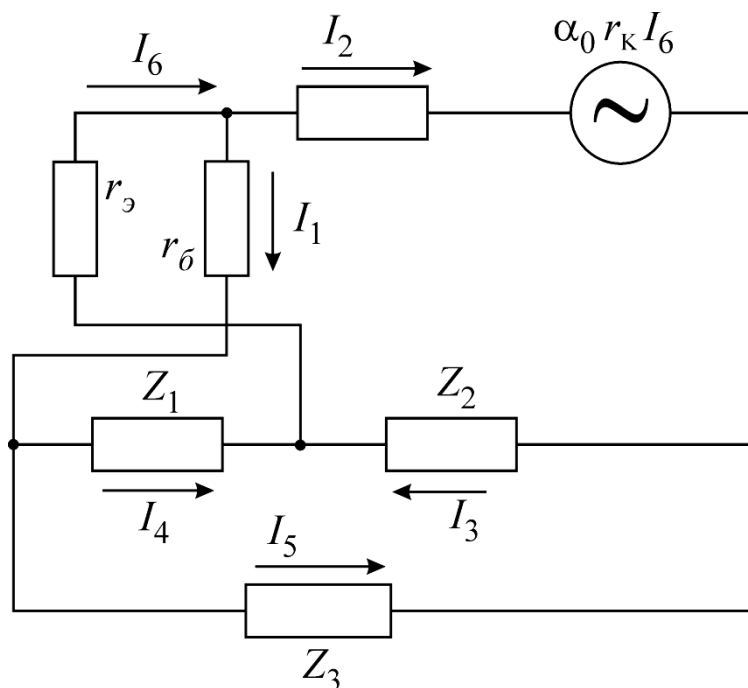


Рис. 8.49. Эквивалентная схема транзисторного автогенератора

P – коэффициент связи транзистора с колебательным контуром; он находится по формуле:

$$P = \frac{U_{\varepsilon\delta} + U_{\varepsilon k}}{U_0} \cong \frac{C_0(C_2 + C_3)}{C_2 C_3}; \quad (8.66)$$

где U_0 – переменное напряжение на всем колебательном контуре;

C_0 – полная контурная емкость колебательной системы.

На основании (8.65) и (8.66) находим

$$C_3 = \frac{C_0(1+\sigma)}{P\sigma} \quad (8.67)$$

и

$$C_2 = \frac{C_0(1+\sigma)}{\sigma}. \quad (8.68)$$

Так как полная емкость колебательного контура определяется применительно к схеме рис. 8.48 из соотношения

$$\frac{1}{C_0} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}, \quad (8.69)$$

то на основании (8.67), (8.68) и (8.69) находим

$$C_1 = \frac{C_0}{1-P}. \quad (8.70)$$

Из схемы автогенератора и выражений (8.64) и (8.65) следует, что

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_3} \cong \frac{P\sigma}{j\omega C_0(1+\sigma)}; \quad (8.71)$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2} \cong \frac{P}{j\omega C_0(1+\sigma)}; \quad (8.72)$$

$$Z_3 = j\omega L + r + \frac{1}{j\omega C_1} \cong j\omega L + r + \frac{1-P}{j\omega C_0}. \quad (8.73)$$

Подставив в (8.64) значения Z_1 , Z_2 и Z_3 из (8.71), (8.72) и (8.73), получим

$$\begin{aligned} & (jx_0 + r) \left[r_{\text{э}} + r_{\text{с}}(1-\alpha_0) + \frac{P\sigma(1-\alpha_0)}{j\omega C_0(1+\sigma)} \right] = \\ & = \frac{P^2\sigma}{\omega^2 C_0^2(1+\sigma)^2} [\alpha_0 - \sigma(1-\alpha_0)], \end{aligned} \quad (8.74)$$

$$\text{где } x_0 = \omega L - \frac{1}{\omega C_0}.$$

Обозначим

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cong \omega_0(1+\delta), \quad (8.75)$$

где ω_0 – собственная частота колебательного контура без учета реактивностей, вносимых триодом;

$$\delta = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \quad - \quad \text{относительная величина частотной поправки за счет}$$

реактивностей, вносимых при автогенерировании.

Преобразуем первый член первого множителя (8.74):

$$x_0 = \omega_0 L(1 + \delta) - \frac{1}{\omega C_0(1 + \delta)} \approx \frac{2\delta}{\omega C_0}. \quad (8.76)$$

Подставив в (8.74) значение x_0 из (8.76) и выразив сопротивление контура r через его добротность $\left(r = \frac{1}{\omega C_0 Q}\right)$, получим после некоторых преобразований величину δ из выражения для реактивной составляющей уравнения (8.74)

$$\delta = \frac{P\sigma(1 - \alpha_0)}{2Q\omega C_0(1 + \sigma)[r_{\vartheta} + r_{\delta}(1 - \alpha_0)]} \quad (8.77)$$

и P^2 из выражения для активной составляющей этого уравнения

$$P^2 = \frac{(1 + \sigma)^2 \omega C_0 \left[\frac{2\delta P\sigma}{\omega C_0(1 + \sigma)} + \frac{r_{\vartheta} + r_{\delta}(1 - \alpha_0)}{Q} \right]}{\sigma[\alpha_0 - \sigma(1 - \alpha_0)]}. \quad (8.78)$$

Так как частотная поправка δ имеет величину очень малого порядка (от $1 \cdot 10^{-4}$ до $1 \cdot 10^{-5}$), то членом с δ в (8.72) можно пренебречь. Тогда

$$P^2 = \frac{(1 + \sigma)^2 [r_{\vartheta} + r_{\delta}(1 - \alpha_0)]}{\sigma R_0 [\alpha_0 - \sigma(1 - \alpha_0)]} \cong \frac{(1 + \sigma)^2}{\sigma R_0 S_0 \left(1 - \frac{\sigma}{\beta_0}\right)}, \quad (8.79)$$

где $R_0 = \frac{Q}{\omega C_0}$ – полное сопротивление колебательного контура при резонансе.

Для более полной оценки схемы автогенератора проанализируем условия самовозбуждения эквивалентной схемы, составленной в системе y -параметров (рис. 8.46).

Решение системы уравнений, составленных применительно к эквивалентной схеме рис. 8.46, дает следующее общее уравнение для установившегося режима автогенератора:

$$\begin{aligned} (Z_1 + Z_2 + Z_3) \left(\frac{Z_1}{y_{22}} + Z_1 Z_2 + \frac{Z_2}{y_{11}} + \frac{1}{y_{11} y_{22}} \right) - Z_1^2 Z_2 - \\ - \frac{Z_1^2}{y_{22}} - Z_1 Z_2^2 + \frac{y_{21} Z_1 Z_2}{y_{11} y_{22}} - \frac{Z_2^2}{y_{11}} = 0. \end{aligned} \quad (8.80)$$

Подставив в (8.80) соответствующие значения из (8.71), (8.72), (8.73) и (8.76), после некоторых преобразований получим уравнения для реактивной и активной составляющих:

$$\frac{2\delta}{\omega C_0} \left(\frac{1}{y_{11}y_{22}} - \frac{P^2\sigma}{\omega^2 C_0^2 (1+\sigma)^2} \right) - \frac{P^3\sigma}{\omega^3 C_0^3 (1+\sigma)^2} -$$

$$-r \left[\frac{P}{\omega C_0 (1+\sigma)} \left(\frac{\sigma}{y_{22}} + \frac{1}{y_{11}} \right) \right] = 0; \quad (8.81)$$

$$\frac{2\delta P}{\omega^2 C_0^2 (1+\sigma)} \left(\frac{\sigma}{y_{22}} + \frac{1}{y_{11}} \right) + \frac{P^2\sigma}{\omega^2 C_0^2 (1+G)^2} \left(\frac{\sigma}{y_{22}} - \frac{\frac{y_{21}}{y_{22}} - \frac{1}{y_{11}}}{\sigma} \right) -$$

$$- \frac{rP^2\sigma}{\omega^2 C_0^2 (1+\sigma)^2} + \frac{r}{y_{22}y_{11}} = 0. \quad (8.82)$$

8.8.2. Работа автогенератора в нелинейном режиме

Нелинейный режим автогенератора неизбежно возникает, исходя из условия, что автогенератор находится на границе возбуждения, т. е. в режиме малых амплитуд, когда мы произвольно начинаем увеличивать левую и правую его часть. Изменение левой части уравнения для коэффициента связи:

$$P^2 = \frac{(1+\sigma)^2}{\sigma R_0 S_\delta}, \quad (8.83)$$

где

$$S_\delta = \frac{\alpha_\delta R - PD}{R^2 + P}. \quad (8.83a)$$

В выражении (8.83a) буквами D , R , P и α_δ обозначено:

$$\left. \begin{aligned} D &= m_1(1+\sigma) + \left[\frac{r'\delta + (1+\sigma)^2 r_\vartheta}{\sigma} \right] \omega C_{\kappa\bar{\delta}} + \sigma r'_{\vartheta 0} \omega C_\vartheta; \\ R &= r'_{\vartheta 0} + r_{\bar{\delta}}(1-\alpha_m) + \frac{P\sigma}{(1+\sigma)\omega C_0} \left[m_1(1+x_{\bar{\delta}}\omega C_\vartheta) + \frac{r'_0 \omega C_{\kappa\bar{\delta}}}{\sigma} + r'_{\vartheta 0} \omega C_\vartheta \right]; \\ P &= r_{\bar{\delta}}(m_1 + r'_{\vartheta 0} \omega C_\vartheta) - x_{\bar{\delta}}(1-\alpha_m) - \\ &\quad - \frac{P\sigma}{(1+\sigma)\omega C_0} \left[(1-\alpha_m)(f + x_{\bar{\delta}}\omega C_\vartheta) + \frac{PC_{\kappa\bar{\delta}}}{(1+\sigma)C_0} \right]; \\ \alpha_\delta &= \alpha_m - \sigma(1-\alpha_m) - \frac{PC_{\kappa\bar{\delta}}}{C_0} - x_{\bar{\delta}}\omega C_\vartheta(1-\alpha_m); \end{aligned} \right\} \quad (8.84)$$

$$\alpha_{\partial} = \alpha_m - \sigma(1 - \alpha_m) - \frac{PC_{\kappa\partial}}{C_0} - x_{\partial}\omega C_3(1 - \alpha_m);$$

$$\left\{ \alpha_m = \frac{\alpha_0}{1 + m_0^2}; m_0 = \frac{1,2f}{f_a} \right\}.$$

Изменение левой части уравнения (8.83), т. е. коэффициента связи, связано с необходимостью изменять элементы, входящие непосредственно в колебательный контур (емкости C_2 и C_3). Это неудобно. Лучше изменять правую часть путем, например, увеличения исходного значения питающего напряжения эмиттер – база E_{∂} (рис. 8.50).

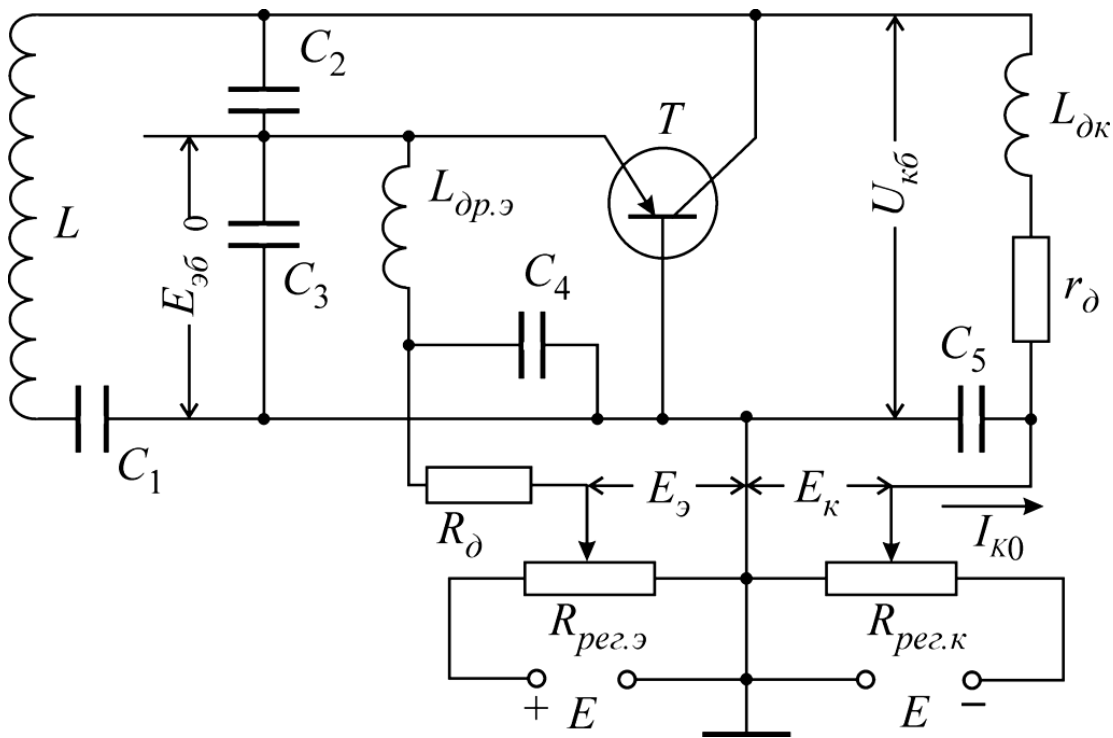


Рис. 8.50. Схема автогенератора на транзисторе с цепями питания эмиттера и коллектора

При увеличении напряжения E_{∂} увеличивается ток коллектора и, следовательно, крутизна характеристики S_{∂} . Однако, поскольку в соответствии с равенством (8.83) крутизна характеристики должна быть неизменной (так как другие величины, входящие в (8.83) неизменны), то в данном случае мы по аналогии с ламповыми генераторами будем иметь дело со средней крутизной характеристики за период высокочастотных колебаний S'_{∂} , которая должна быть равной крутизне характеристики в начальной точке возбуждения S_{∂} . Усреднение крутизны характеристики будет сопутствовать увеличению амплитуды переменного напряжения от первоначально малой величины; поскольку характеристика триода нелинейна, то увеличение амплитуды колебаний приведет к **нелинейному режиму** работы автогенератора.

9. ОСНОВЫ ЦИФРОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Основы цифровой электроники – цифровые системы автоматического управления, в которых осуществляется **квантование сигнала** по уровню и по времени. Непрерывные сигналы (воздействия), возникающие в аналоговой части системы (в которую входят обычно объект управления, исполнительные механизмы и измерительные преобразователи), подвергаются преобразованию в аналогово-преобразователях, откуда в цифровой форме поступают для обработки в цифровых вычислительных машинах (ЦВМ). Результаты обработки данных подвергаются обратному преобразованию, в виде непрерывных сигналов (воздействий) подаются на исполнительные механизмы объекта управления. Использование ЦВМ позволяет значительно улучшить качество управления, оптимизировать управление сложными промышленными объектами. Примером цифровых систем является автоматизированная система управления технологическими процессами (АСУТП) [28, 29].

9.1. Общая характеристика цифровых логических схем

Ниже рассматривается цифровое измерительное устройство, средство измерений, в котором значение измеряемой физической величины автоматически представляется в виде числа, индуцируемого на цифровом отсчетном устройстве, или в виде совокупности дискретных сигналов кода.

Цифровое избирательное устройство подразделяется на цифровые измерительные приборы и цифровые измерительные преобразователи. Цифровые измерительные приборы являются автономными устройствами, в которых значение измеряемой величины автоматически представляется в виде числа на цифровом отсчетном устройстве (ЦОУ); цифровые измерительные преобразователи не имеют ЦОУ, а результаты измерений преобразуются в цифровой код для последующей передачи и обработки в измерительно-информационных системах. Наибольшее распространение получили цифровые измерительные устройства для измерения электрических величин (силы тока, напряжения, частоты и др.); те же цифровые измерительные устройства используются для измерения неэлектрических величин (давления, температуры, скорости, усилия и др.) предварительно преобразовав их в электрические.

Цифровые измерительные устройства на принципе последовательного счета применяются преимущественно для измерения интервалов времени, частоты и других физических величин с промежуточным преобразованием их в интервал времени.

На рис. 9.1 показана схема такого цифрового измерительного устройства. Измеряемый интервал времени T_x ограничивается моментами появления двух электрических импульсов: «начало» и «конец».

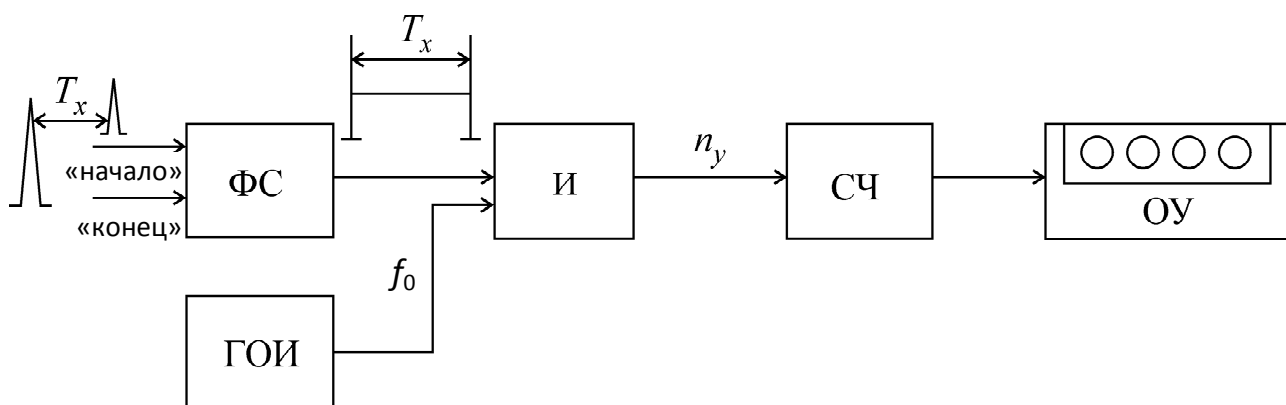


Рис. 9.1. Схема цифрового измерительного устройства для получения временных интервалов:

ФС – формирователь строба-импульса; И – схема совпадения; ГОИ – генератор опорных импульсов; СЧ – счетчик импульсов; ОУ – отчетное устройство; T_x – измеряемый интервал времени; f_0 – частота повторения опорных импульсов; n_y – число импульсов в интервале T_x

9.2. Основные цифровые логические схемы

В радиотехнических устройствах часто используется линейно изменяющееся напряжение (ЛИН), которое называют также пилообразным напряжением (ПН). Устройства, формирующие ПН, называются генераторами линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) или генераторами пилообразного напряжения (ГПН).

Транзисторный ГЛИН отличается от лампового ГЛИН заменой лампового ключа на транзисторный. При применении транзистора типа $p-n-p$ (рис. 9.2) формулируется падающее напряжение, что обусловлено изменением полярности источника питания.

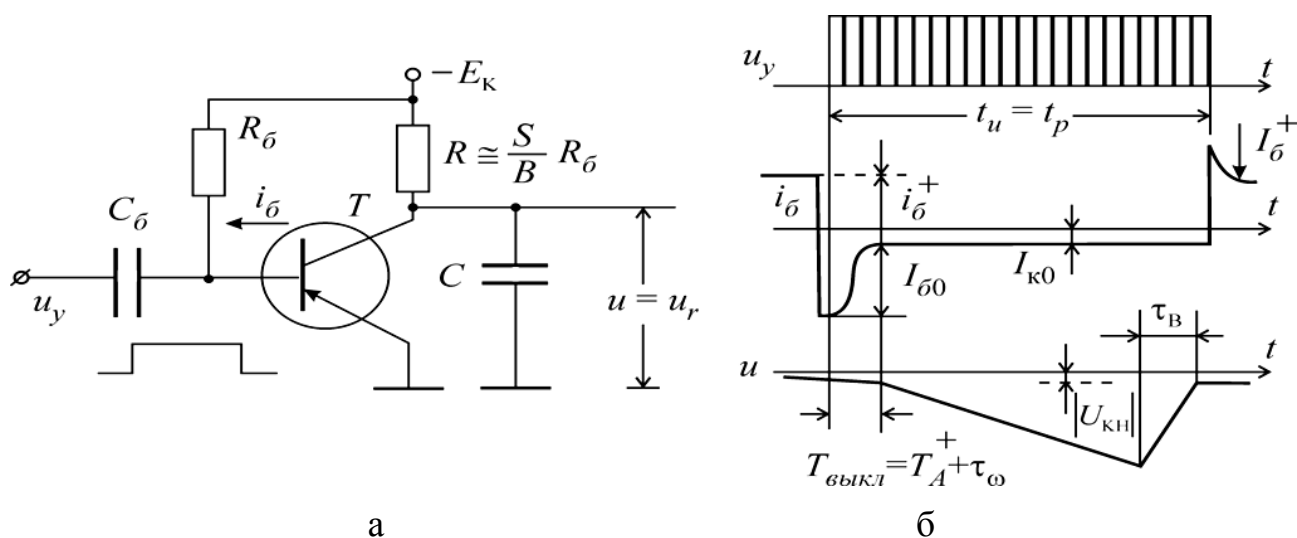


Рис. 9.2. Транзисторный ГЛИН:
а – схема; б – диаграмма

Схема двухтранзисторного ГЛИН представлена на рис. 9.3.

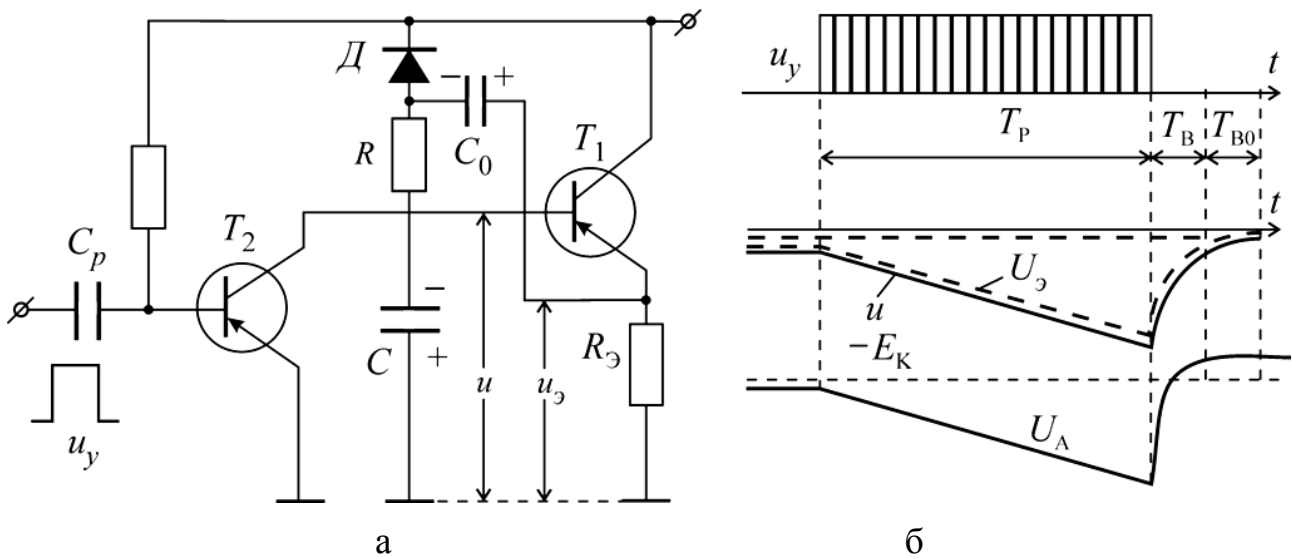
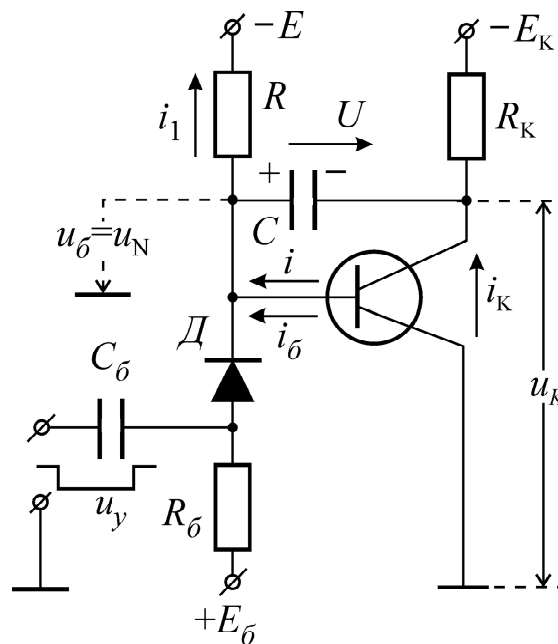


Рис. 9.3. Двухтранзисторный ГЛИН:
а – схема; б – диаграмма

Отметим, что при использовании транзисторов типа *p-n-p* на выходе эмиттерного повторителя формируется **линейно падающее напряжение**.

Принципиальная схема **транзисторного ГЛИН** изображена на рис. 9.4.



9.4. Транзисторный ГЛИН с
острой обратной связью

При использовании транзистора *p-n-p* управляющий импульс напряжения $u_y < 0$ подается на базу транзистора через разделительную цепь $R_б-C_б$ и диод D . Схема с диодным ключом в базовой цепи отличается простотой и широко

применяется на практике. В принципе же диодный ключ можно заменить транзисторным; тогда напряжение подпора E_{δ} подается на эмиттер транзистора.

Основная особенность в работе транзисторного ГЛИН обусловлена тем, что входной ток транзисторного усилителя не равен нулю. Анализ сравнительно медленных процессов в ГЛИН ($T_p \gg \tau_{\beta}$) допустимо проводить на основе линеаризованной входной характеристики транзистора (рис. 9.5):

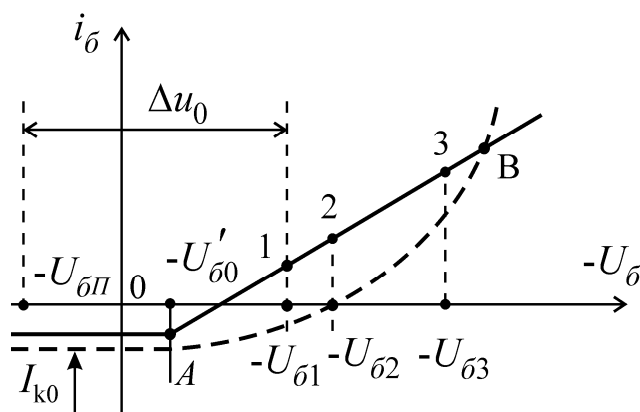


Рис. 9.5. Характеристики транзистора

$$I_{\delta} = \frac{-U_{\delta} + U'_{\delta 0}}{R_{\delta x}} - I_{к0}, \quad (0.106)$$

где $R_{\delta x}$ – среднее значение входного сопротивления транзистора на участке AB , охватывающем рабочий участок 1–3.

ГЛИН типа **транзисторного фантастрона** нельзя построить на одном транзисторе, являющемся трехполосником. Для этой цели приходится использовать несколько транзисторов. Один из вариантов схем транзисторных фантастронов изображен на рис. 9.6.

Здесь три транзистора выполняют функции пентода (по ЭВП). Эмиттер транзистора T_1 выполняет функцию катода, а его база – функцию 1-й сетки; транзистор T_2 выполняет роль 2-й сетки, причем коллектор эквивалентен выводу этой сетки; база транзистора T_3 играет роль 3-й сетки, а ее коллектор – роль анода. Рассматриваемая схема является аналогом схем фантастрона со связью по экранирующей сетке. Диод D , потенциометр Π и конденсатор C_3 служат для управления длительностью рабочей стадии и запуска фантастрона.

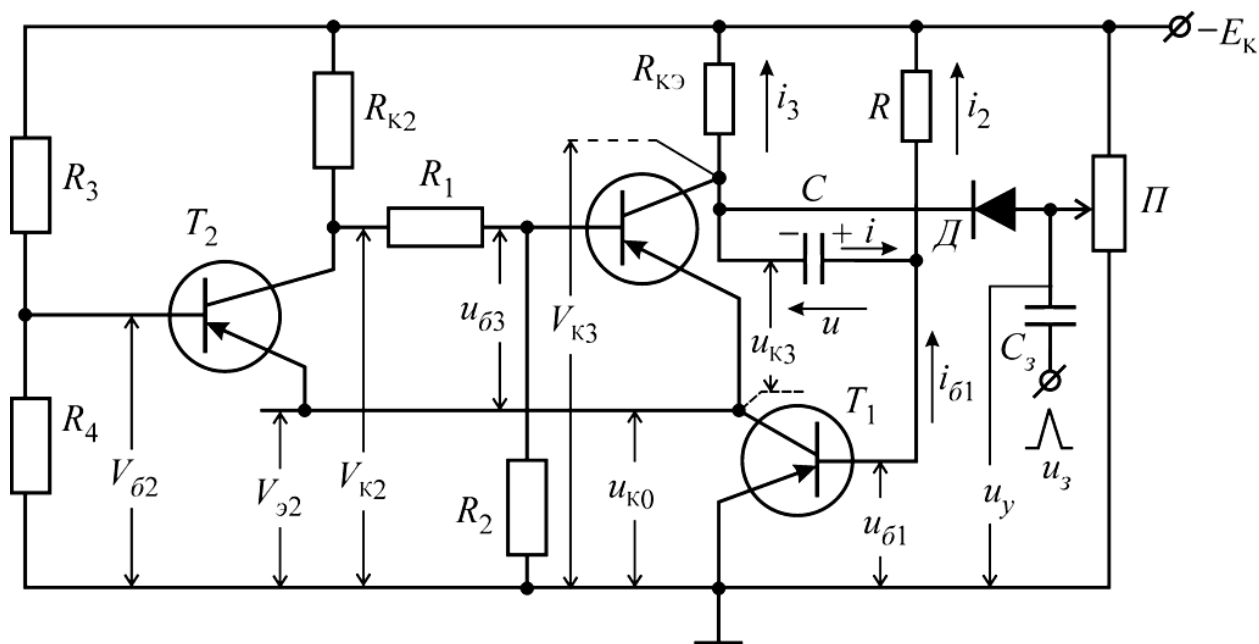


Рис. 9.6. Схема транзисторного фантастрона

Принципиальная схема **симметричного транзисторного триггера** с коллекторно-базовыми связями и счетным запуском изображена на рис. 9.7.

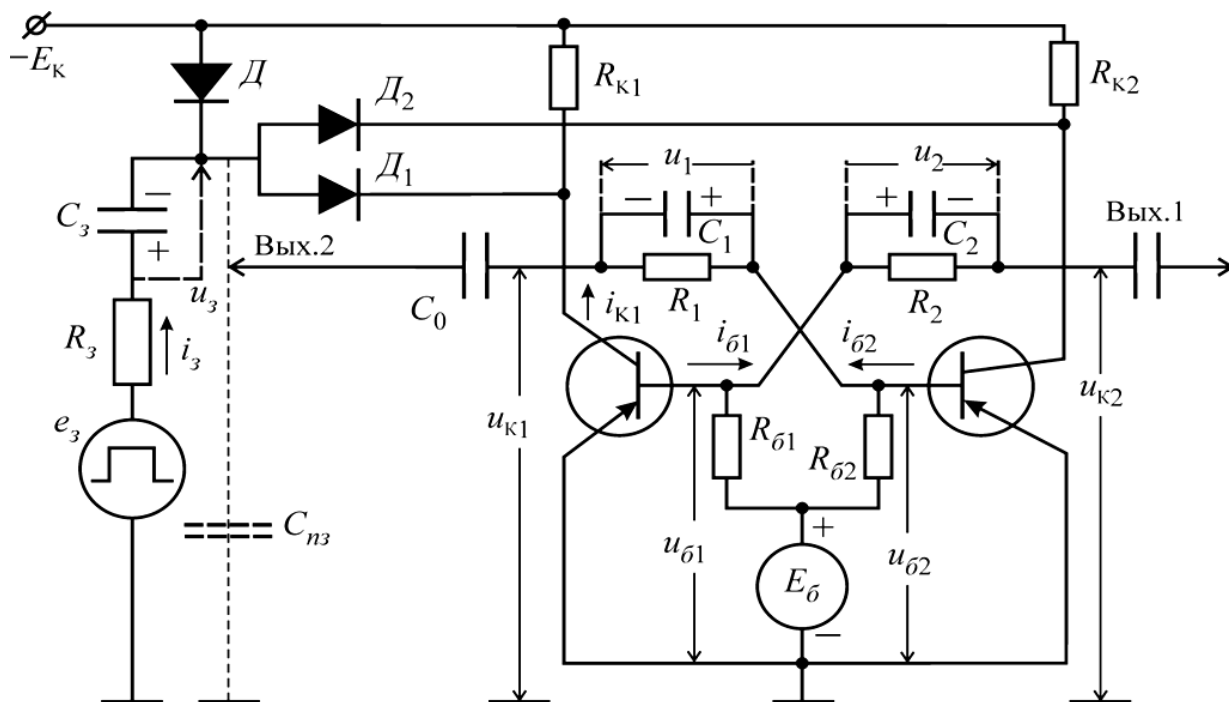


Рис. 9.7. Транзисторный триггер

От схемы мультивибратора данная схема отличается наличием источника запирающего напряжения $E_6 > 0$ в базовых цепях и резисторов R_1 и R_2 в цепях связи между усилительными каскадами. Благодаря этому триггер приобретает два устойчивых состояния равновесия. Особенностью схемы является ее полная симметрия: $R_{K1} = R_{K2} = R_K$; $R_{61} = R_{62} = R_6$; $R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$. Индексы 1 и 2 указаны на схеме только для различения ее элементов при описании процессов в триггере. От практически реализуемой симметрии схемы триггера заметно

зависит стабильность его работы. Сопротивления резисторов должны удовлетворять неравенствам

$$R \gg R_K \ll R_6. \quad (0.107)$$

Конденсаторы связи не играют роли времязадающих емкостей. Они включены для ускорения процесса переключения триггера и поэтому называются **ускоряющимися емкостями** (работа быстродействующих триггеров без конденсаторов связи затруднена).

После переключения роль конденсаторов связи становится «вредной» – они повышают инерционность триггера в последующих стадиях работы. Поэтому величина емкостей связи выбирается минимально необходимой для надежного срабатывания триггера. В показанной на рис. 9.7 схеме триггера используется один из вариантов **симметричной схемы запуска**, называемой в вычислительной цифровой технике схемой **счетного запуска**. При такой схеме запуск триггера осуществляется импульсами одной и той же полярности – **положительной**, если используются транзисторы типа $p-n-p$, независимо от состояния триггера. Импульсы запуска подаются от источника e_3 , обладающего внутренним сопротивлением R_3 . Часто источник e_3 вырабатывает не короткие импульсы запуска, а перепады напряжения (например, когда источник запускающих импульсов представляет собой другой триггер). В этом случае запуск осуществляется только при **положительном** перепаде напряжения источника:

$$\Delta E_3 = E_3^+ - E_3^- > 0, \quad (0.108)$$

где обычно $E_3^- \cong 0$ и $\Delta E_3 \cong E_3^+$.

Указанная селекция импульсов запуска по их полярности достигается благодаря действию клапанирующих диодов D_1 и D_2 .

В цепь запуска включены разделительный конденсатор C_3 и **разделительный диод** D . В состоянии покоя конденсатор заряжен до напряжения (его полярность указана на рис. 9.7):

$$u_3 = U_{3n} = E_K + E_3^- \cong E_K, \quad (0.109)$$

а диод D находится под нулевым напряжением.

9.3. Сложные и комбинированные логические схемы

Основу сложных и комбинированных логических схем составляет логический элемент (ЛЭ). Это простейшее устройство ЭВМ, выполняющее одну определенную **логическую операцию** над входными сигналами согласно правилам алгебры логики. Для ЛЭ, независимо от их физической реализации, приняты дискретные значения входных и выходных сигналов. Обычно это два уровня, которые условно принимаются за «0» и «1». Различают ЛЭ комбинированные, выходные сигналы которых в какой-то момент времени определяются комбинацией входных сигналов, действующих в тот же момент времени, и ЛЭ запоминания (памяти) или задержки, у которых выходные сигналы определяются состоянием ЛЭ к моменту действия очередного сигнала.

К комбинационным ЛЭ относятся **инвертор** (элемент HE), **совпадений схема** (конъюнктор или элемент $И$), а также собирательная схема (дизъюнктор или элемент $ИЛИ$) – ЛЭ с несколькими входами и одним выходом, сигнал на котором возникает при наличии сигнала хотя бы на одном из входов. Широко распространены ЛЭ из сочетаний элементов $HE - И$, $HE - ИЛИ$. Отдельный класс ЛЭ составляют **пороговые элементы**, частный случай которых – мажоритарные элементы, работающие по «принципу большинства», т. е. если на большинство входов элемента подан сигнал «1», то на выходе схемы также устанавливается сигнал «1».

ЛЭ являются основными элементами для построения логических цепей вычислительных машин и дискретных систем автоматики; совокупность ЛЭ образует логическую структуру блока, узла, устройства машины. Набор ЛЭ, состоящий из элементов $И$, $ИЛИ$, HE , с помощью которого можно построить логическую структуру любой сложности, называется функционально полным. Существует тенденция создания универсальных ЛЭ, на которых может быть реализовано несколько логических функций [16, 17].

Диодные схемы не содержат активных элементов. Поэтому рабочий перепад выходного потенциала ΔV_n в таких схемах всегда меньше перепада входного потенциала ΔE . Это приводит к затуханию сигналов, проходящих через несколько ЛЭ. Для устранения такого недостатка на выходе диодной схемы устанавливают активный элемент в виде **транзисторного инвертора**, который восстанавливает исходные уровни потенциалов. Образованная таким образом комбинированная логическая схема называется **диодно-транзисторной логической схемой** (ДТЛС) или, как говорят, схемой с диодно-транзисторной логикой. Промышленность выпускает такие схемы в микромодульном и интегральном исполнении [18].

Диодно-транзисторные логические схемы относятся к классу комбинированных (составляющих) логических схем с двумя степенями преобразования информационных сигналов. В 1-й степени выполняется либо операция $ИЛИ$, либо операция $И$, для чего используются диодные логические схемы. Во 2-й степени – транзисторном инверторе – производится инвертирование сигнала, т. е. выполняется операция HE . Таким образом, диодно-транзисторные логические схемы имеют логическую структуру вида $ИЛИ - HE$ или $И - HE$. Однако считается, что основное логическое преобразование производит 1-я степень. Поэтому диодно-транзисторные логические схемы называют иногда **логическими схемами со входной логикой**.

Принцип работы диодно-транзисторной логической схемы: на рис. 9.8 изображена диодно-транзисторная логическая схема с резисторной связью между диодной схемой и инвертором на транзисторе типа $n-p-n$, работающем в **ключевом режиме**, а на рис. 9.9 представлена диаграмма этой схемы.

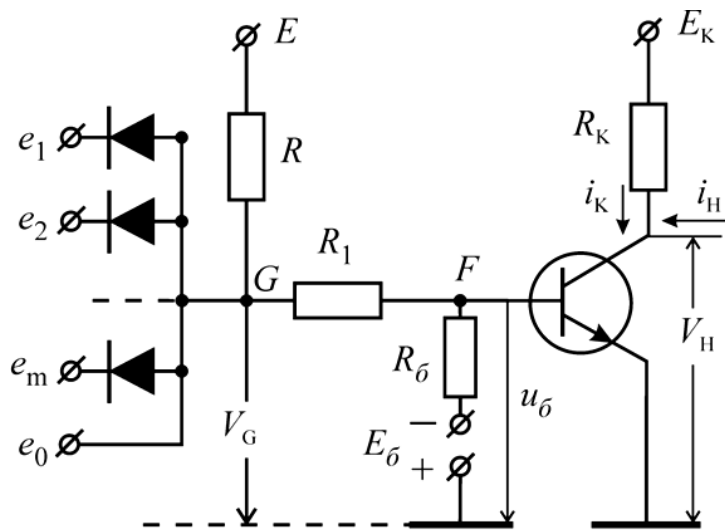


Рис. 9.8. Схема ДТЛС

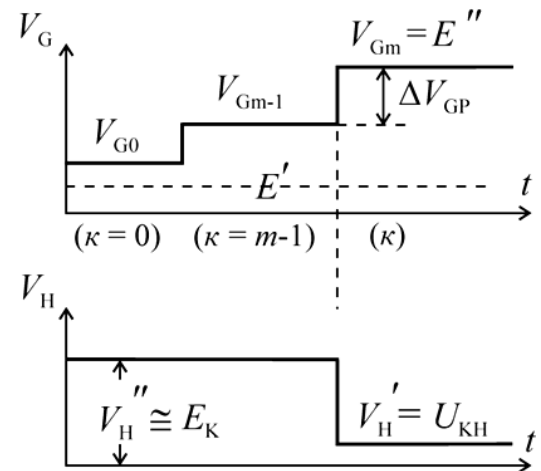


Рис. 9.9. Диаграммы напряжения схемы ДТЛС

Подобная схема обычно применяется для работы с сигналами потенциального вида:

$$e_i = E' \quad \text{или} \quad e_i = E'' = E' + \Delta E > E'. \quad (0.110)$$

Вход e_0 используется, если надо осуществить только операцию инвертирования; при этом остальные входы не возбуждаются. При выполнении же логической операции над сигналами $e_1, \dots, e_m$ вход e_0 не используется.

Выпускаемые промышленностью ДТЛС отличаются от рассматриваемых тем, что с целью **повышения помехоустойчивости** вместо сопротивления R_1 включают один или два диода D_1 и D_2 (рис. 9.10).

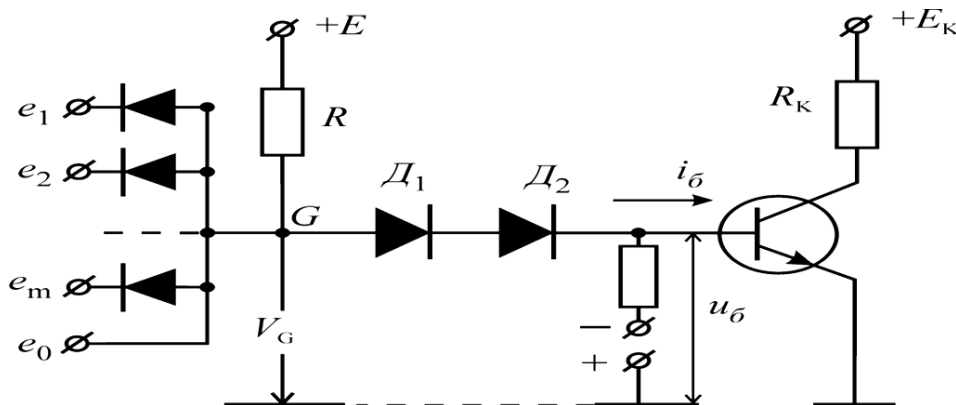


Рис. 9.10. Схема помехоустойчивого ДТЛС

Транзисторная логическая схема (ТЛС) с последовательным включением транзисторов на два входа изображена на рис. 9.11.

Благодаря включению ускоряющих емкостей схема может работать как с потенциальными, так и с импульсными сигналами. При отрицательной логике, т. е. при сигналах вида

$$e_i = \begin{cases} E'' \rightarrow 0 & (E'' < 0), \\ E' \rightarrow 1 & (E' < E'' < 0) \end{cases} \quad (0.111)$$

данное устройство выполняет операцию $И - НЕ$.

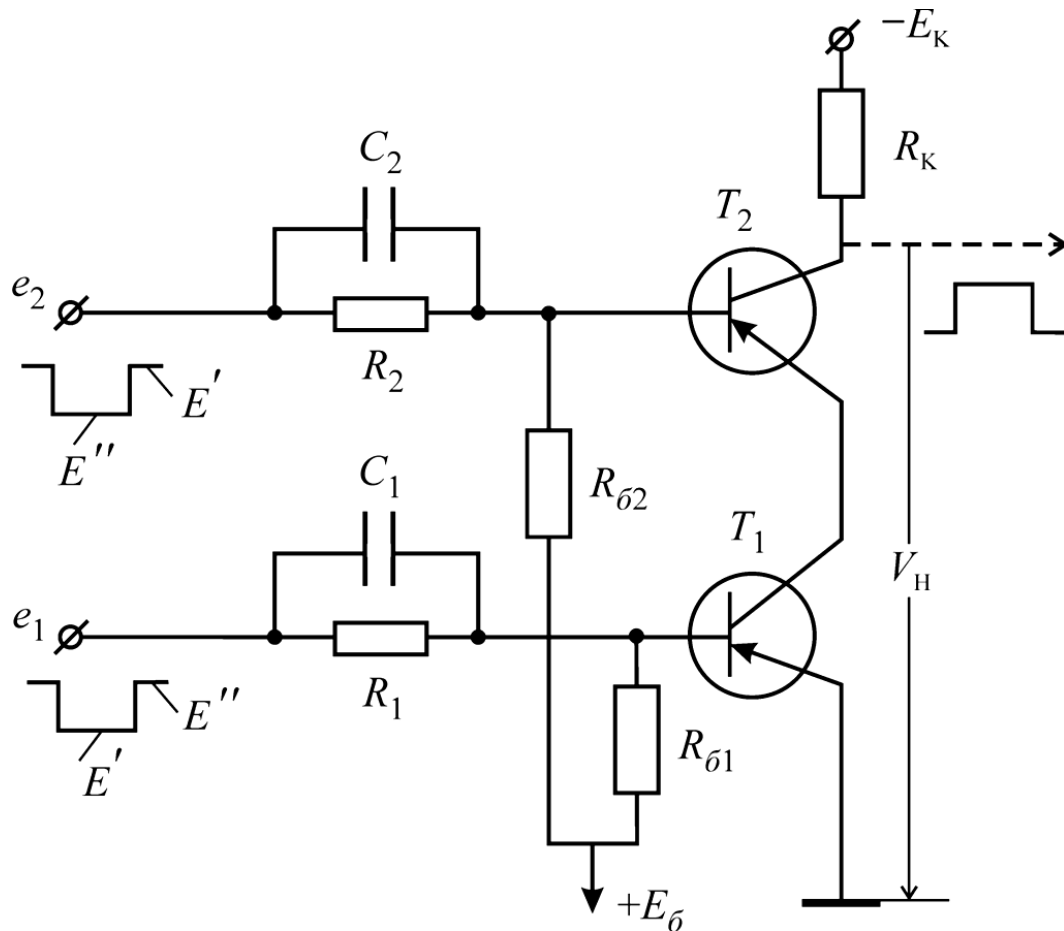


Рис. 9.11. ТЛС с последовательным включением транзисторов

Когда оба входа схемы не возбуждены ($e_1 = e_2 = E \rightarrow 0$), оба транзистора заперты, что достигается надлежащим выбором напряжения смещения E_6 и параметров схемы. При возбуждении только одного из входов (например, $e_1 = E' \rightarrow 1$) другой транзистор остается запертым, и поэтому коллекторные токи обоих транзисторов близки к нулю. В обоих рассмотренных случаях выходной потенциал $V_n = V' \cong -E_K \rightarrow Z = 1$. Лишь при возбуждении обоих входов схемы ($e_1 = e_2 = E' \rightarrow 1$) оба транзистора отпираются и насыщаются, что достигается надлежащим выбором параметров схемы. При этом выходной потенциал $V_n = V'' = U_{нк} \rightarrow Z = 0$.

При **положительной** логике рассматриваемая схема реализует логическую функцию **ИЛИ** – **НЕ**. При использовании транзисторов типа $n-p-n$ ТЛС

реализует логическую функцию $И - НЕ$ при положительной логике и функцию $ИЛИ - НЕ$ при отрицательной логике.

Транзисторная логическая схема с объединенными коллекторами и числом входов m изображена на рис. 9.12.

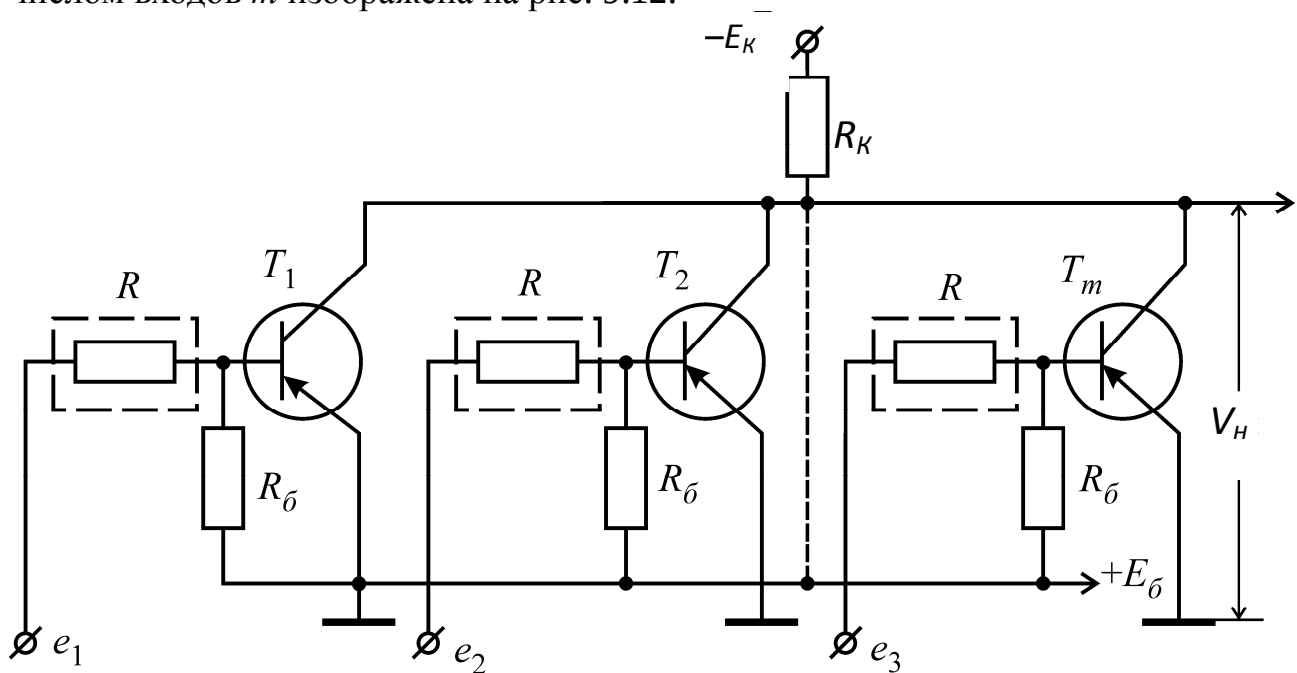


Рис. 9.12. ТЛС с объединенными коллекторами

Выходной сигнал V_H снимается с общей коллекторной нагрузкой R_K . На рисунке обведены цепи связи. В ТЛС с непосредственной связью цепь не содержит никаких элементов, и тогда следует полагать $R = R_H$, где R_H – внутреннее сопротивление источника e_i ($i = 1, 2, \dots, m$) входных сигналов. В ТЛС с резисторной связью элемент связи представляет собой R ; можно полагать, что это сопротивление учитывает также сопротивление R_H . При использовании резисторно-конденсаторной связи сопротивление R шунтируется конденсаторами (рис. 9.11).

При **положительной** логике ТЛС выполняет операцию $И - НЕ$. В этом случае при применении транзисторов типа $p-n-p$ (рис. 9.12) входные сигналы имеют отрицательную полярность, причем

$$e_i \begin{cases} E'' \rightarrow 1 & (E'' \cong 0, \text{ но } E'' < 0). \\ E' \rightarrow 0 & (E' < E'' < 0). \end{cases} \quad (0.112)$$

Параметры схемы выбираются таким образом, чтобы при любой рабочей температуре транзисторы в невозбужденных ветвях ($e_i = E'$) были насыщены, а в возбужденных ветвях ($e_i = E''$) были заперты. Тогда если потенциал $E'' \rightarrow 1$ приложен не ко всем входам, то выходной потенциал равен коллекторному напряжению насыщенных транзисторов, т. е. $V_H = V'_H = U_{KH} \rightarrow Z = 1$. Лишь при приложении ко всем входам потенциалов $E'' \rightarrow 1$ все транзисторы заперты и $V_H = V'_H = -E_K + mI_{K0}R_K \cong -E_K \rightarrow Z = 0$. Следовательно, ТЛС выполняет

операцию $И - НЕ$. При этом же режиме работы транзисторов и **отрицательной** логике ($E'' \rightarrow \chi = 0$ и $E' \rightarrow \chi = 1$) рассматриваемое устройство (рис. 9.12) выполняет операцию **ИЛИ - НЕ**. При замене же $p-n-p$ транзисторов на $n-p-n$ транзисторы транзисторные логические схемы выполняют операцию **ИЛИ - НЕ** в положительной логике и операцию $И - НЕ$ в отрицательной логике.

Транзисторная логическая схема с объединенными эмиттерами (на три входа) изображена на рис. 9.13, где вместо одного переключающего транзистора T_1 установлены 3 транзистора: T_{11} , T_{12} и T_{13} .

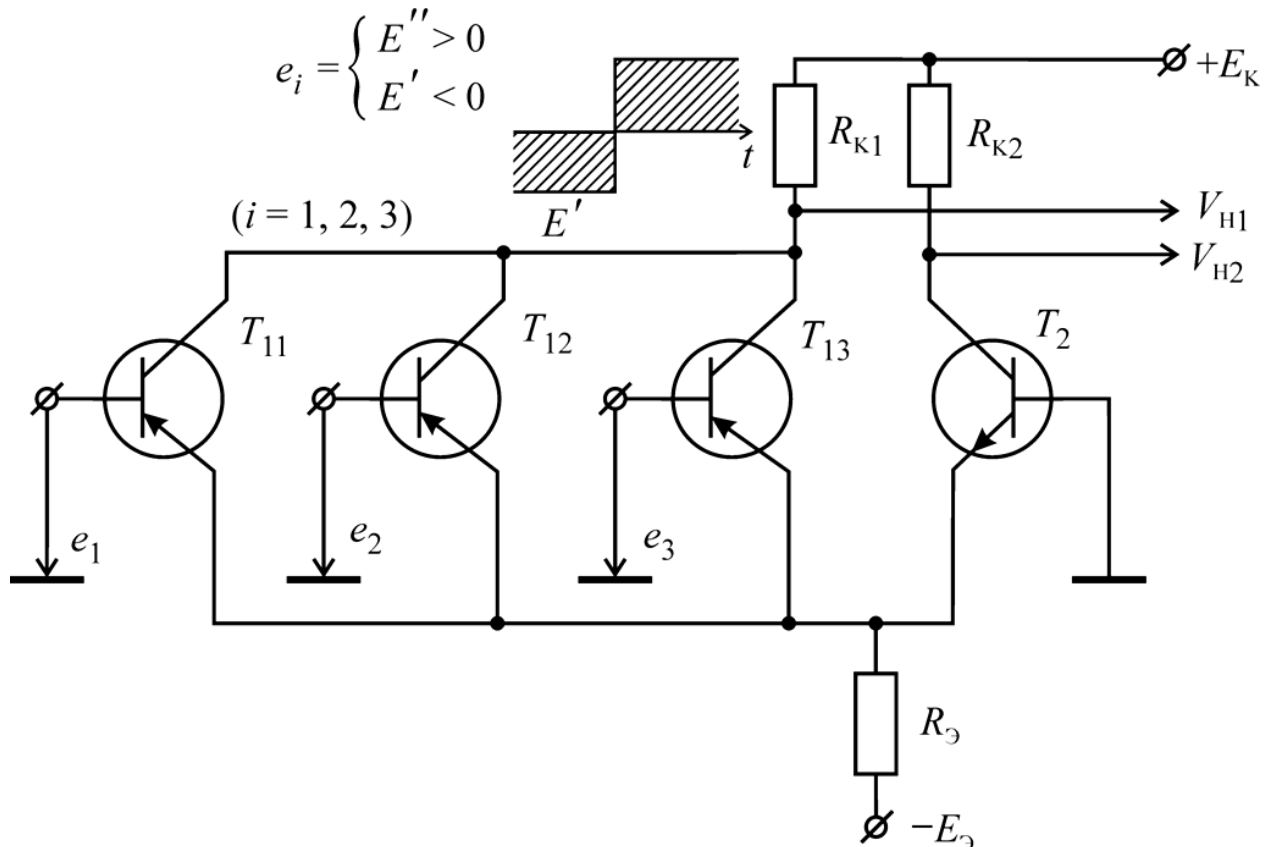


Рис. 9.13. ТЛС с объединенными эмиттерами

При **положительной** логике ТЛС реализует функцию **ИЛИ - НЕ** на 1-м выходе и функцию **ИЛИ** на втором выходе. Действительно, при возбуждении одного какого-нибудь входа ($e_i = E'' \rightarrow 1$) соответствующий транзистор T_{1i} открыт, а транзистор T_2 закрыт. При этом на 1-м выходе получается низкий потенциал $V'_{H1} \rightarrow 0$, а на 2-м выходе – высокий потенциал $V''_{H2} \cong E_K \rightarrow 1$. Только если ни один из входов не возбужден ($e_i = E' \rightarrow 0$), то все транзисторы T_{1i} закрыты, а транзистор T_2 открыт; при этом $V_{H1} = V''_{H1} \cong E'_K \rightarrow 1$, а $V_{H2} = V'_{H2} \rightarrow 0$. Работа ТЛС состоит в том, что $e_i \rightarrow \chi_i$, $y = \chi_1 + \chi_2 + \chi_3$ – вспомогательная логическая переменная, отображающая результат выполнения основной логической операции, и $V_{H1} \rightarrow Z_1 = \bar{y}$, а $V_{H2} \rightarrow Z_2 = \bar{Z}_1 = y$.

При **отрицательной** логике ТЛС (рис. 9.13) реализует функцию $И - НЕ$ на 1-м выходе и функцию $И$ на 2-м выходе. ТЛС данного типа может строиться и на $p-n-p$ транзисторах.

Транзисторная логическая схема с объединенными базами (на 3 входа) изображена на рис. 9.14.

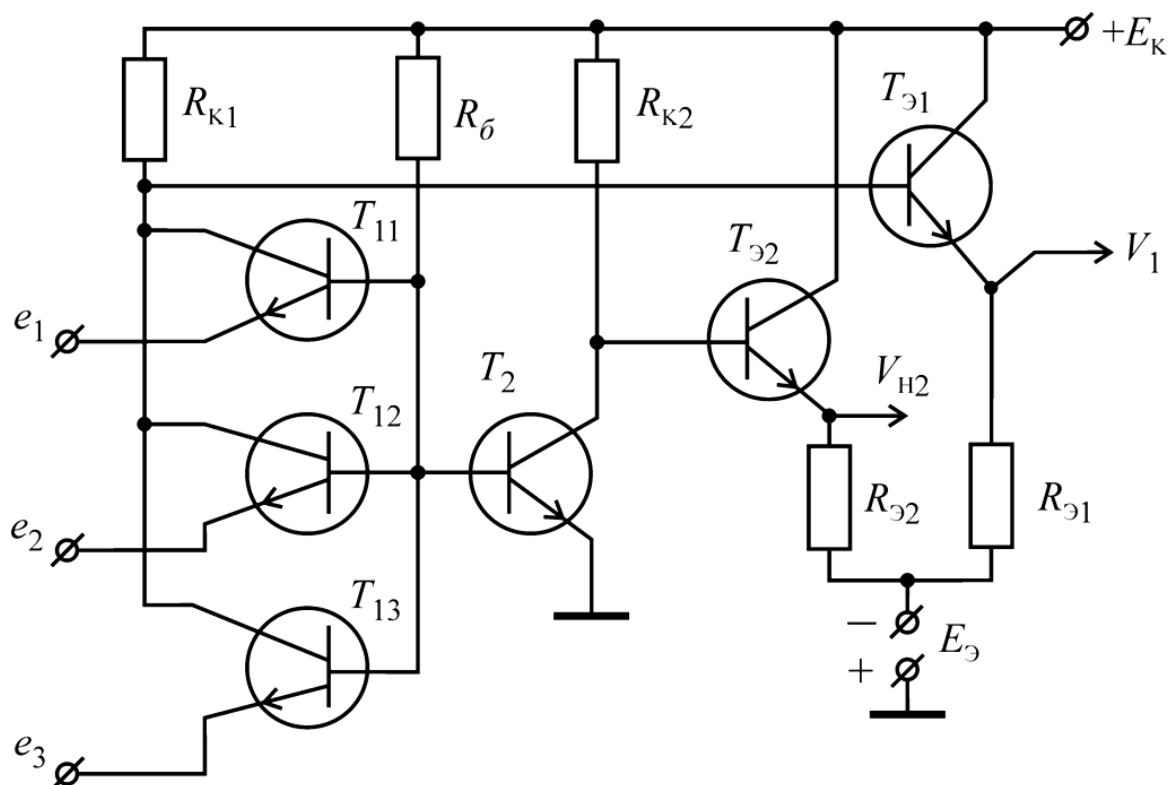


Рис. 9.14. ТЛС с объединенными базами

Здесь вместо одного переключающего транзистора T_1 имеется 3 транзистора: T_{11} , T_{12} и T_{13} . Сигналы с коллекторов подаются на эмиттерный повторитель T_{31} , а с коллектора транзистора T_2 – на эмиттерный повторитель T_{32} . Группа входных транзисторов T_{1i} может быть выполнена в виде **транзисторной матрицы** на одном полупроводниковом кристалле. Пригодным для этой цели является также **многоэмиттерный транзистор** – МЭТ (рис. 9.15). Если хотя бы на одном входе действует низкий потенциал $e_i = E' < 0$, то соответствующий транзистор T_{1i} открыт, а транзистор T_2 заперт.

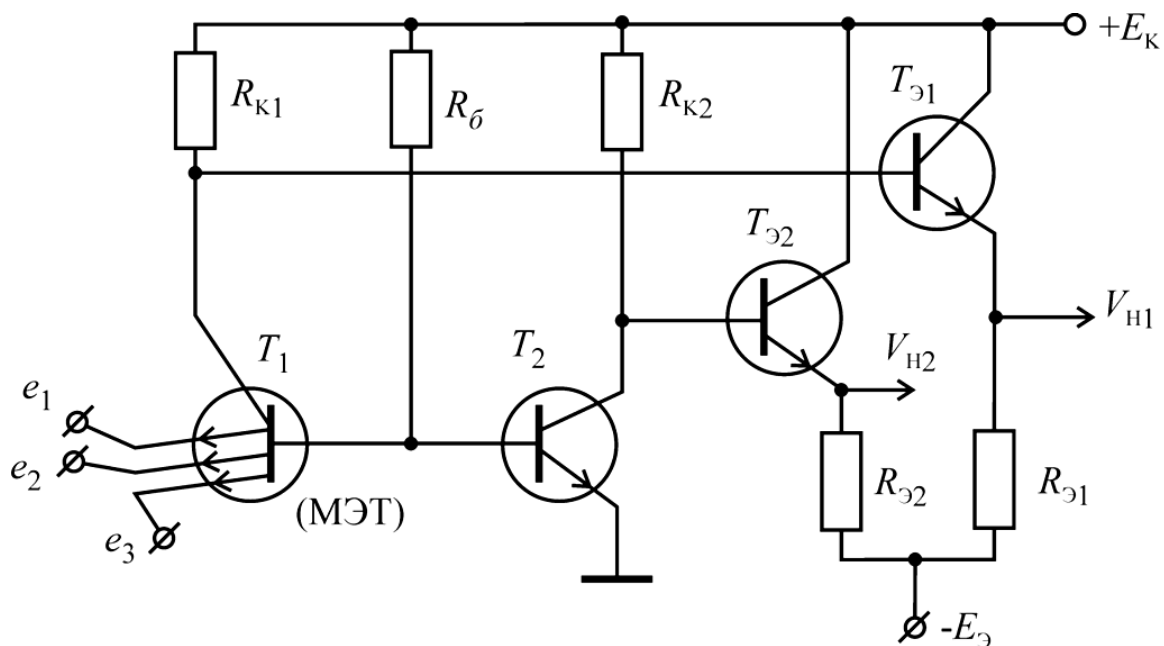
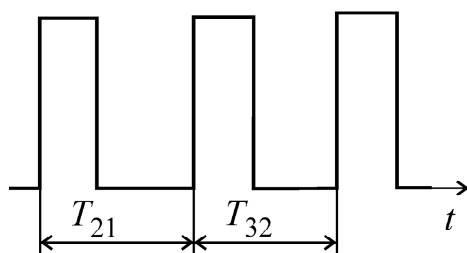


Рис. 9.15. Транзисторная логическая схема с многоэмиттерным транзистором

При этом на 1-м выходе получается низкий потенциал $V'_{н1} \cong 0$, а на 2-м выходе – высокий потенциал $V''_{н2} \cong E_k$. Только если на всех входах действуют высокие потенциалы $e_i = E'' > 0$, то все транзисторы T_{1i} заперты, а транзистор T_2 открыт. При этом $V_{н1} = V'_{н1} \cong E_k$, а $V_{н2} = V''_{н2} \cong 0$. Следовательно, при **положительной** логике устройство реализует логическую функцию **И** по 1-му выходу и функцию **И – НЕ** по 2-му выходу. При **отрицательной** логике реализуется функция **ИЛИ** по 1-му выходу и функция **ИЛИ – НЕ** по второму выходу.

9.4. Устройства кодирования сигналов

В основу положен принцип формирования импульсных кодов с фиксированными интервалами между импульсами. При решении ряда технических задач для передачи сообщений используются **кодовые серии импульсов**. В показанной на рис. 9.16 серии импульсов, образующих **трехимпульсный код**, информация заключена в фиксированных интервалах T_{21} и T_{32} между импульсами. Подобные кодированные сигналы применяются в **системах опознавания, в телеметрических линиях связи** и др.



с. 9.16. Серия импульсов
в трехимпульсном коде

Функциональная схема распространенного устройства формирования кодовых серий импульсов изображена рис. 9.17. Устройство содержит генератор периодически повторяющихся импульсов (обычно прямоугольной формы), линии задержки $ЛЗ_1$ и $ЛЗ_2$ (на время T_{31} и T_{32}), схему сборки импульсов (схему *ИЛИ*) и выходной формирователь импульсов.

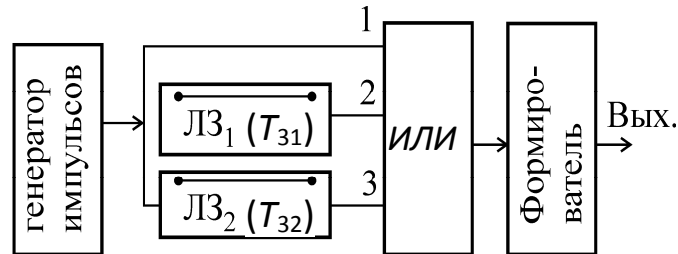


Рис. 9.17. Формирователь кодовой серии импульсов

Принцип работы устройства поясняется временными диаграммами (рис. 9.18). Каждый импульс 1, вырабатываемый генератором (рис. 9.18, а), поступает непосредственно на схему *ИЛИ* и, кроме того, на входы линий задержки; на выходах линий задержки появляются импульсы 2 и 3 с запаздыванием T_{31} и T_{32} соответственно (рис. 9.18, б, в). В результате на входах схемы *ИЛИ* появляются последовательно импульсы 1, 2 и 3 с интервалами $T_{21} = T_{31}$ и $T_{32} = T_{31}$. Эти импульсы собираются схемой *ИЛИ* в один канал и подаются на выходное формирующее устройство.

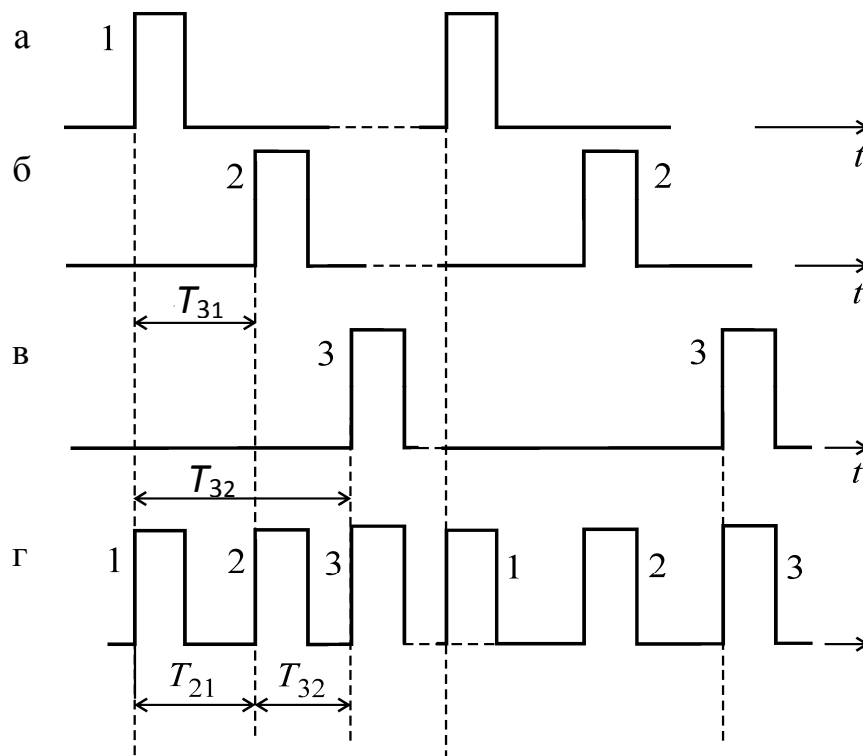


Рис. 9.18. Временные диаграммы формирующего устройства:
а – исходный импульс; б – импульс на выходе 2; в – импульс на выходе 3; г – выход импульса 1, 2, 3

Импульсы, проходящие через линии задержки, несколько затухают и искажаются. Часто требуется, чтобы все импульсы кодовой группы имели одинаковую форму и высоту. Тогда в качестве выходного устройства применяют ждущий генератор импульсов, запускаемый импульсами, поступающими с выхода схемы *ИЛИ*. На выходе ждущего генератора формируются импульсы, нормированные по высоте и длительности.

Принципиальная схема устройства формирования трехимпульсного кода изображена на рис. 9.19.

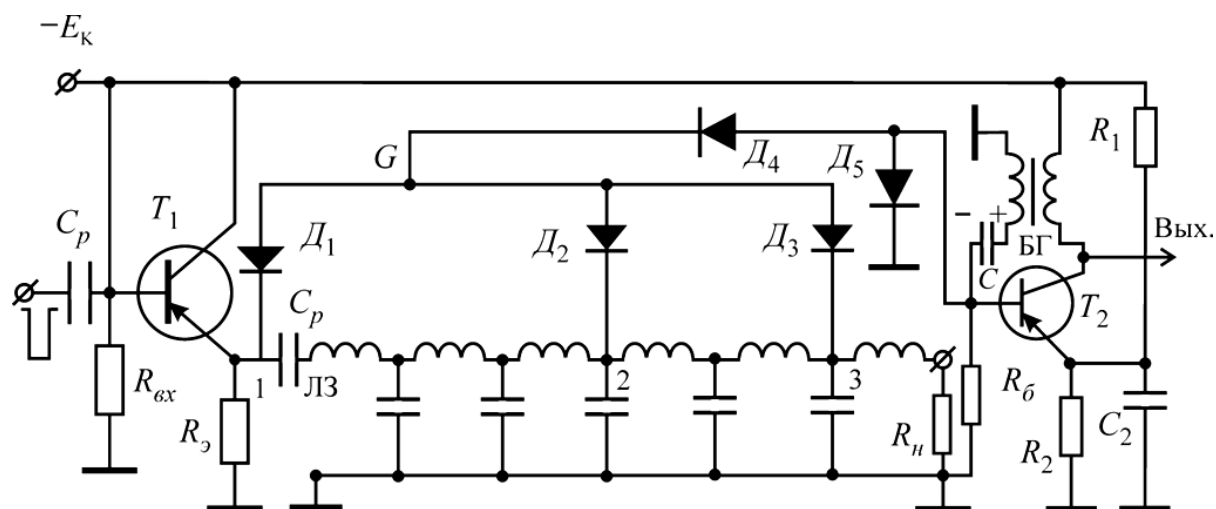


Рис. 9.19. Устройство формирования трехимпульсного кода

Импульсы отрицательной полярности поступают на вход эмиттерного повторителя на транзисторе T_1 , а с его выхода через разделительный конденсатор на вход электромагнитной линии задержки (ЛЗ). Практически вместо двух ЛЗ (см. рис. 9.17) применяется одна ЛЗ с отводами. Первый отвод сделан от начала ЛЗ (точка 1), второй – от точки 2, в которой импульс появляется с запаздыванием на время T_{31} , а третий – от точки 3, в которой импульс появляется через время $T_{32} > T_{31}$ (число отводов равно числу импульсов кодовой группы).

Все отводы ЛЗ соединены со входом схемы *ИЛИ*, выполненной на диодах D_1 – D_3 и резисторе R_6 . При появлении отрицательного импульса, на каком-нибудь входе схемы *ИЛИ* соответствующий диод отпирается, и потенциал точки G становится отрицательным (до этого он был равен нулю). Вследствие этого остальные диоды схемы *ИЛИ* запираются. Последнее благоприятно в том отношении, что импульс, поступающий в схему *ИЛИ* через какой-нибудь диод, не проходит в ЛЗ через другие диоды. Это предотвращает появление в ЛЗ и, следовательно, в формируемом коде дополнительных (ложных) импульсов. Таким образом, схема *ИЛИ* выполняет не только функцию сборки импульсов, но также и развязку отводов ЛЗ.

Отрицательные импульсы из точки G через диод D_4 поступают на базу транзистора T_2 ждущего блокинг-генератора (БГ). Это достигается благодаря действию отрицательного напряжения смещения на эмиттере транзистора T_2 , которое создается в цепочке R_2 – C_2 делителем напряжения R_1 – R_2 . При

поступлении отрицательного импульса со схемы ИЛИ транзистор T_2 отпирается, и БГ формирует импульс напряжения положительной полярности, снимаемый с коллектора транзистора.

При возникновении регенеративного процесса в БГ потенциал базы транзистора T_2 быстро падает, вследствие чего клапанирующий диод D_4 запирается, и цепь базы отсекается от схемы ИЛИ и ЛЗ (предотвращается влияние паразитных емкостей на работу БГ). Диод D_5 иногда включается для уменьшения времени восстановления, которое должно быть меньше наименьшего интервала между импульсами кода.

Для предотвращения отражений от конца ЛЗ ее характеристическое сопротивление ρ должно быть согласовано с сопротивлением резистора $R_H = \rho$. Кроме того, необходимо сильное выполнение неравенства $R_G \gg \rho$ (иначе нарушается однонаправленная передача импульсов к нагрузочному концу ЛЗ).

9.5. Цифровые счетчики импульсов

Счетчик числа импульсов

Пусть имеется n -разрядный регистр (будем полагать, что он выполнен на триггерах с транзисторами типа p - n - p), в котором основной выход триггера каждого разряда (кроме самого старшего) через укорачивающую цепь связан со счетным входом триггера следующего по старшинству разряда (рис. 9.20).

Пусть в исходном состоянии регистр был пустым. При появлении 1-го импульса на основном выходе триггера T_0 возникает отрицательный перепад потенциала ($V_{K0} \cong -E_K$). Образующийся при этом на выходе укорачивающей цепи **отрицательный** импульс не меняет состояния триггера T_1 . В результате в регистр записывается число $N_1 = 00001 = 1$, 2-й импульс переводит триггер T_0 в исходное состояние, в результате чего его выходной потенциал повышается до уровня $V_{K0} = U_{KH} \rightarrow 0$. При этом образуется **положительный** перепад выходного потенциала, а на выходе укорачивающей цепи – положительный импульс напряжения. Последний воздействует на счетный вход триггера T_1 и переводит триггер в состояние $V_{K1} \cong -E_K \rightarrow 1$. В результате в регистре окажется записанным число $N_2 = 00010 = 2$.

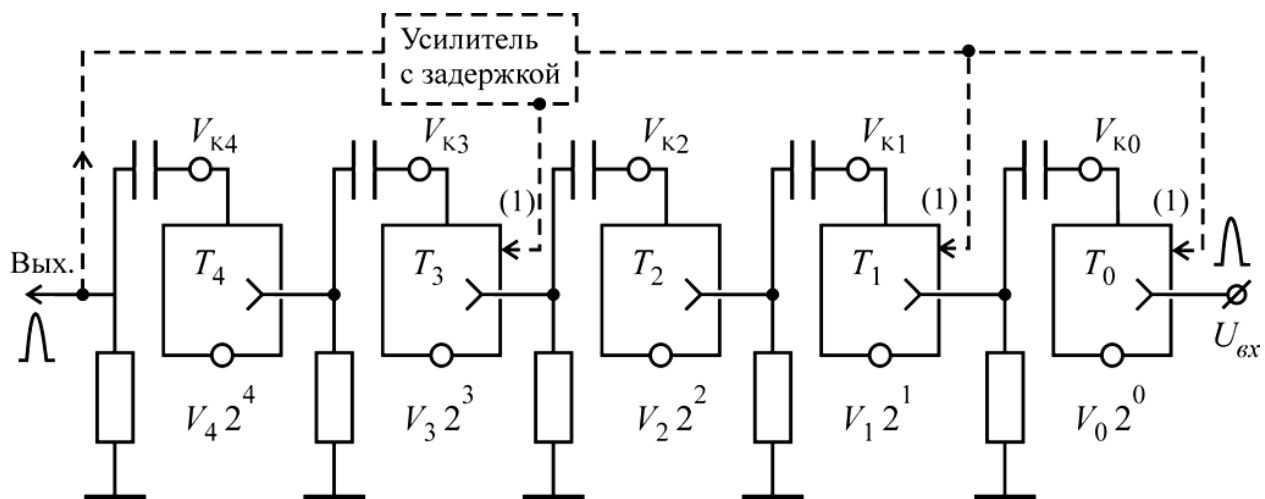


Рис. 9.20. Цифровой счетчик импульсов

Положительный импульс, возникающий на выходе триггера T_0 в результате воздействия на него двух импульсов, содержит в себе информацию о двух поступивших импульсах и называется **импульсом переноса**. Его образование отражает процесс суммирования в двоичной системе счисления. Действительно, перед приходом 2-го импульса в регистре было записано число $N_1 = 00001$. При воздействии 2-го импульса в регистр добавляется еще одна единица. В результате получается две единицы:

$$N_1 + 1 = 00001$$

$$+00001$$

$$00010 = 2.$$

Обе единицы не могут быть записаны в младшем разряде (он переполняется), и для их записи используется следующий по старшинству разряд, который должен быть переведен в состояние $V_{k1} \cong -E_K \rightarrow 1$; эту функцию и выполняет импульс переноса.

При воздействии 3-го, 4-го и т. д. импульсов на вход регистра в нем оказываются записанными числа $N_3 = 00011$, $N_4 = 00100$ и т. д. Таким образом, состояние регистра отображает число импульсов, поступивших на его вход, т. е. регистр считает (суммирует) это число импульсов. Поэтому данное устройство называется **счетчиком числа импульсов**, а также **сумматором последовательного действия**.

Пересчетное устройство

Пусть в разрядном счетчике числа импульсов выходной потенциал триггеров во всех разрядах $V_{ki} \cong -E_K \rightarrow 1$ и, следовательно, в счетчике записано число

$$N = 11...1 = \sum_{i=0}^n 2^i = \frac{2^n - 1}{2 - 1} = 2^n - 1. \quad (0.113)$$

Если теперь на вход счетчика поступит еще один импульс, то все триггеры счетчика опрокинутся и перейдут в исходное состояние $N_0 = 00...0$, а на выходе

счетчика появится положительный импульс, несущий информацию о том, что на счетчик поступило $2^n - 1 + 1 = 2^n$ импульсов. При этом счетчик вновь готов к подсчету следующей серии импульсов, и после поступления еще 2^n импульсов на выходе счетчика возникает еще один импульс, а счетчик опять окажется пустым и т. д. Следовательно, счетчик можно рассматривать как **пересчетное устройство**, осуществляющее деление числа поступивших импульсов на число $M = 2^n$. Это число M называется **коэффициентом деления**. В зависимости от числа n разрядов в счетчике $M = 2, 4, 8, \dots$

Делитель числа импульсов

В ряде случаев требуется осуществить деление числа импульсов, поступающих на счетчик, на произвольное целое число $m \leq M = 2^n$. Один из способов решения этой задачи состоит в том, что перед началом каждого цикла счета импульсов регистр счетчика устанавливается не в состояние $N_0 = 00\dots 0$, а в состояние N_{M-m} , при котором в нем записано число $M - m$. Тогда при поступлении на счетчик m импульсов он полностью заполнится, и на его выходе возникнет положительный импульс, фиксирующий поступление m импульсов на счетчик. После этого счетчик снова устанавливается в состояние N_{M-m} и т. д. Для установки в регистре нужного начального числа $M - m$ применяется система связей выхода счетчика со входами триггеров установки 1; эти связи распространяются только на те триггеры, в которых перед началом счета должна быть записана цифра 1. Запись осуществляется положительным импульсом, появляющимся на выходе счетчика, который предварительно усиливается и задерживается на время завершения переходных процессов в регистре, вызванных импульсом переноса [19].

9.6. Цифровые вычислительные машины

Вычислительная машина преобразует величины, представленные в виде набора цифр (чисел). Простейшие преобразования чисел, известные с древнейших времен, – это арифметические действия (сложение и вычитание). Но арифметические операции – лишь частный случай преобразований величин, заданных в цифровой форме, и в современных цифровых вычислительных машинах (ЦВМ) они составляют лишь небольшую часть всего набора операций, которые машина выполняет над числами.

Первыми устройствами для простейших вычислений служили **абак** и счеты: с их помощью выполняли арифметические операции – сложение и вычитание. Эти инструменты избавляли человека от необходимости помнить таблицу сложения и записывать промежуточные результаты вычислений, так как в те времена бумага (или ее аналог) и пишущие инструменты были редкостью. Важным шагом в развитии вычислительных устройств явилось изобретение **Б. Паскалем** суммирующей машины. В машинах Паскаля каждой цифре соответствовало определенное положение разрядного колеса, разделенного на 10 секторов.

Первые вычислительные машины выполняли следующие элементарные операции: сложение и вычитание, перенос единицы в следующий разряд при

сложении (или изъятие единицы при вычитании), сдвиг (перемещение каретки вручную в арифмометрах, автоматически в электрических машинах), умножение (деление) осуществлялось последовательными сложениями (вычитаниями).

Шагом вперед в развитии ЦВМ было создание **счетно-перфорационных машин**. В этих машинах все «человеческие» функции, кроме поиска по таблицам, возлагались, по существу, на машину. Правда, для ввода исходных данных их необходимо было предварительно нанести на перфорационные карты. Эта операция выполнялась человеком отдельно на специальном устройстве.

К 70-м гг. XX в. счетно-перфорационные машины практически повсеместно вышли из употребления в связи с заменой их более совершенными и универсальными электронными ЦВМ. Автоматически действующая ЦВМ независимо от физического устройства, должна обладать следующими функциональными возможностями: выполнять операции (в том числе арифметические) над величинами («словами»), заданными в цифровой форме; запоминать исходную информацию (исходные данные и описание вычислительного **алгоритма** – программу) и результаты вычислений; управлять вычислительным процессом, т. е. автоматически настраивать машину на выполнение очередной операции в соответствии с программой; «общаться с человеком», т. е. воспринимать от него исходную информацию и выдавать нужные ему результаты вычислений. Обычно эти функции выполняются соответствующими устройствами (рис. 9.21).

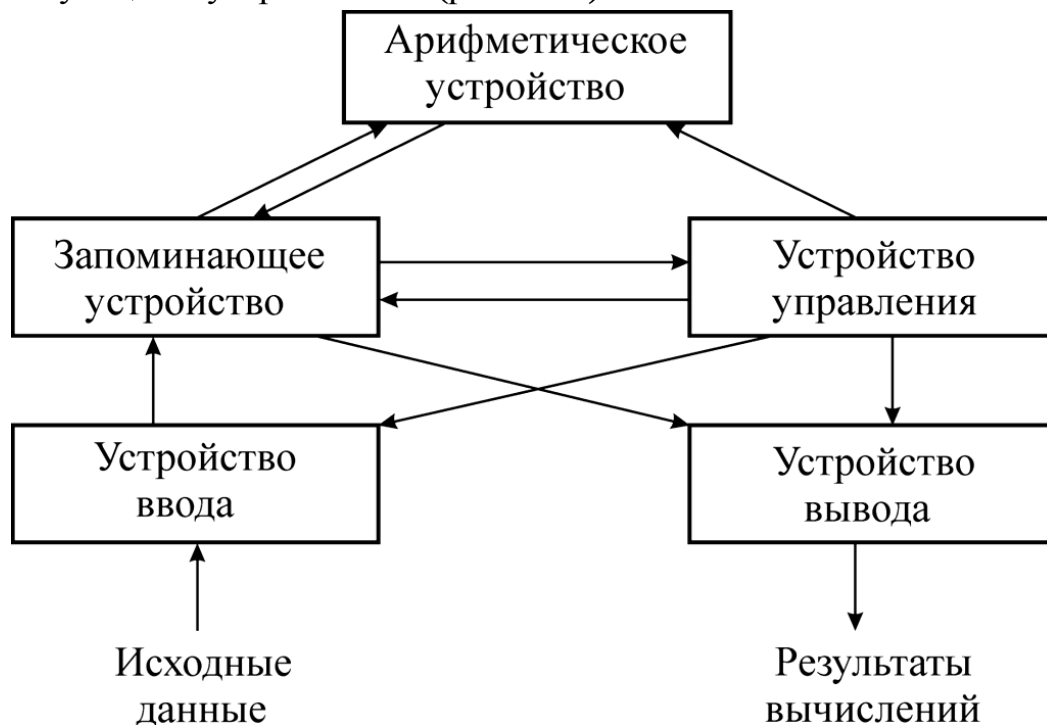


Рис. 9.21. Типовая блок-схема цифровой вычислительной машины

Каждая ЦВМ должна иметь «цифровые элементы», обладающие конечным числом устойчивых состояний; число таких состояний должно быть равным числу цифр той системы счисления, которая принята в данной ЦВМ. Электронные цифровые элементы наиболее просто реализуются с двумя

устойчивыми состояниями. Поэтому в электронных ЦВМ предпочтительна двоичная система счисления, в которой имеются лишь две цифры «0» и «1». Переход на эту систему счисления не только облегчил представление чисел, но и существенно упростил выполнение операций над ними. Например, цифровой элемент **сумматора** в этом случае должен обладать такими свойствами: изменять состояние на противоположное каждый раз при поступлении единичного сигнала (соответствующего прибавлению «1») и, если цифровой элемент был уже в состоянии «1», одновременно с изменением своего состояния посылать единичный сигнал в цифровой элемент следующего, старшего разряда сумматора. Действие умножения сводится к многократным прибавлениям множимого и сдвигам (деление – к вычитанию и сдвигам).

Существенно упрощаются в двоичной системе счисления и **логические операции**. Сколько-нибудь сложный алгоритм содержит обычно разветвления вычислительного процесса, повторения вычислительных процедур, различные условия, налагаемые на точность вычислений, и многие другие указания.

Как известно, в середине 50-х гг. XX в. ЦВМ на смену электронным лампам пришли **полупроводниковые приборы** – диоды и **транзисторы**. Так как срок службы полупроводниковых приборов значительно выше, чем у электронных ламп, то с переходом на новую элементную базу существенно повысилась надежность ЦВМ, заметно уменьшились и габариты машин. С внедрением цифровых элементов на полупроводниковых приборах началось издание ЦВМ 2-го поколения.

Усовершенствование вычислительных машин было направлено на повышение их **быстродействия**: у машин 1-го поколения быстродействие выросло от нескольких сотен операций в секунду до нескольких десятков тысяч операций в секунду; первые транзисторные машины имели быстродействие порядка 5 тыс. операций в 1 с. И в процессе развития достигли уровня свыше 1 000 млн. операций в 1 с.

ЦВМ находят все большее применение в различных сферах человеческой деятельности. Важнейшие области их использования: научно-технические расчеты, в основе которых лежат математические методы; автоматизация проектирования технических проектов; экономические расчеты (экономико-статистический анализ, демографическая статистика, планирование, исследование операций, бухгалтерский и материальный учет); информационно-справочная служба (научно-техническая информация, библиотечная, диспетчерская служба и др.); математическое моделирование в «описательных» науках – биологии, медицине, геологии, социологии и др.; автоматическое управление технологическими процессами (нанотехнологии), транспортными средствами, а также сложными экспериментальными установками и, конечно же, космическими технологиями.

9.7. Цифровые системы управления

Автоматическая система управления – это система, в которой осуществляется **квантование сигналов** по уровню и по времени. Непрерывные сигналы (воздействия), возникающие в аналоговой части системы (в которую

входят обычно объект управления, исполнительные механизмы и измерительные преобразователи), подвергаются преобразованию в аналого-цифровых преобразователях, откуда в цифровой форме поступают для обработки в ЦВМ. Результаты обработки данных подвергаются обратному преобразованию и в виде непрерывных сигналов (воздействий) подаются на исполнительные механизмы объекта управления. Использование ЦВМ позволяет значительно улучшить качество управления, оптимизировать управление сложными промышленными объектами. Примером цифровой системы может служить автоматизированная система управления технологическими процессами (АСУТП).

Управляющее устройство (УУ), устройство управления – часть вычислительной машины, координирующая работу всех ее устройств, предписывая им те или иные действия в соответствии с заданной программой. УУ вырабатывает управляющие сигналы, обеспечивающие выполнение операций, контролирует работу машины в различных режимах, обеспечивает взаимодействие человека-оператора с ЦВМ. Структура УУ определяется типом ЦВМ и применяемым способом управления вычислительным процессом. При синхронном управлении ЦВМ на выполнение любой из операций отводится заранее определенное время; в таких ЦВМ, как правило, используется одно УУ, называемое центральным, которое синхронизирует работу машины в целом. При асинхронном способе управления начало выполнения очередной операции определяется завершением предыдущей операции. В асинхронных ЦВМ каждое устройство машины (арифметическое, запоминающее и др.) часто имеет свое местное УУ. В этом случае центральное УУ вырабатывает только основные сигналы управления, задающие режим работы для местных УУ, которые в соответствии с этими сигналами организуют функционирование своих устройств.

Различают УУ с жестко заданной и с произвольной программами управления. В первом случае все возможные сочетания управляющих сигналов и временные соотношения между ними неизменны и определяются структурой и конструкцией ЦВМ. Изменение порядка вычислений требует схемных преобразований в УУ. Поэтому жестко заданная программа используется чаще всего в **специализированных вычислительных машинах**.

УУ с произвольной программой универсально и позволяет формировать программу решения задачи непосредственно перед ее реализацией. Произвольная программа управления используется в **универсальных цифровых машинах**. Наиболее эффективны УУ с мультипрограммным управлением, допускающим одновременно решение нескольких задач и независимую связь ЦВМ со многими потребителями. **Мультипрограммирование** обеспечивается либо несколькими УУ, каждое из которых обслуживает одну из программ, либо разделением нескольких программ, осуществляемым одним УУ, которое переключается с одной программы на другую в результате последовательного опроса пользователей (абонентов) или вследствие принудительного пребывания со стороны абонента в соответствии с заданным приоритетом. Получили также распространение микропрограммные УУ, в которых каждой машинной

операции соответствует набор сигналов, соответствующих микрокоманде; микрокоманды хранятся в постоянной памяти ЦВМ. При этом для всех операций набираются оптимальные наборы управляющих сигналов, и в соответствии с ними строятся рабочие программы.

Микропрограммное управление (МУ) – вид иерархического управления работой цифровых вычислительных машин, при котором каждая **команда** является обращением к последовательности так называемых микрокоманд, обычно более низкого уровня, чем сама команда. Набор микрокоманд называется микропрограммой и обычно хранится в постоянной памяти ЦВМ, составляющей неотъемлемую часть устройства управления. Записанные в памяти микрокоманды определяют работу всех устройств машины, выбирая в каждом такте нужные совокупности элементарных машинных операций, а последовательность микрокоманд обеспечивает выполнение заданной команды. Микрокоманда может содержать **три части**: *оперативную*, в которой указываются управляющие входы всех исполнителей устройств машины; *адресную*, определяющую адрес следующей микрокоманды с учетом условий логических переходов (передач управления); *временную*, определяющую время выполнения микрокоманды. При этом код конкретной операции программы совпадает с адресом первой микрокоманды соответствующей микропрограммы.

Достоинство МУ состоит в том, что оно обеспечивает операционную гибкость ЦВМ и возможность изменения системы команд и состава машинных операций в зависимости от особенностей решаемых задач и условий применения машины; МУ позволяет сравнительно просто реализовать различные сложные операции при значительной экономии машинного времени, а также дает возможность строить диагностические микротесты для определения с большой точностью места неисправности в машине. Основным недостатком, обуславливающим ограниченное распространение МУ – необходимость применения быстродействующих запоминающих устройств небольшого объема (несколько тысяч слов) с временем обращения, соизмеримым с временем выполнения элементарных операций в исполнительных устройствах. В вычислительных машинах 3-го поколения широко используется также метод управления, при котором микропрограмма реализуется с помощью системы устройств, а не в виде команд, записанных в памяти ЭВМ; высокое быстродействие, большие объемы оперативной памяти и богатое математическое обеспечение этих машин позволяет сделать управление более эффективным, чем при МУ в ЦВМ 2-го поколения.

Остановимся вкратце на принципах работы управляющих машин. **Управляющая вычислительная машина (УВМ)** – вычислительная машина, включенная в контур управления техническими объектами (процессами, машинами, системами). УВМ принимают и обрабатывают информацию, поступающую в процессе управления, и выдают управляющую информацию либо в виде текста, таблицы, графика, отпечатанных на бумаге или отображаемых на экране дисплея, либо в виде сигналов (воздействий), подаваемых на исполнительные органы объекта управления (рис. 9.22).

Главная цель применения УВМ – обеспечение оптимальной работы объекта управления. Управление с помощью УВМ строится на основе математического описания поведения объектов. Отличительная особенность УВМ – наличие в них наряду с основными устройствами, входящими в состав всех УВМ (процессорами, памятью и др.), комплекса устройств связи с объектом. К этому комплексу относятся устройства, осуществляющие ввод в процессор данных (получаемых от датчиков величин, характеризующих состояние управляемого объекта), устройства, обеспечивающие выдачу управляющих воздействий на исполнительные органы, а также различные преобразователи сигналов, устройства отображения информации.

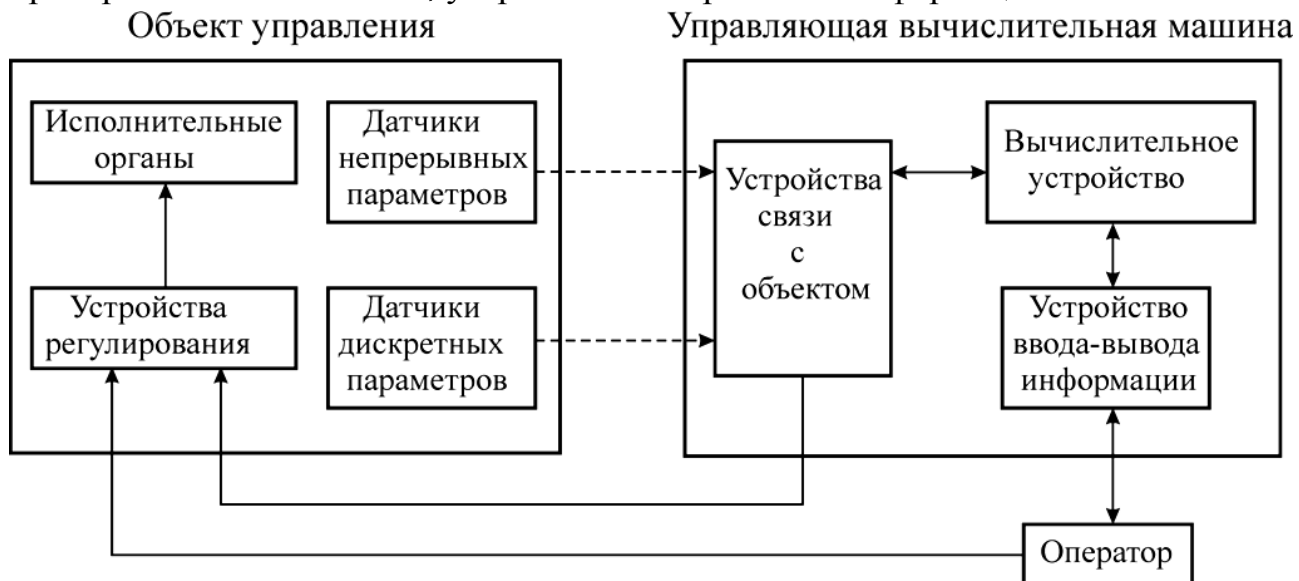


Рис. 9.22. Структурная схема системы управления непрерывным процессом с помощью управляемой вычислительной машины

Различают УВМ универсальные (общего назначения) и специализированные. К **специализированным** относятся УВМ, ориентированные на решение задач в системах, управляющих заранее определенным небольшим набором объектов (процессов). К **универсальным** относят УВМ, которые по своим техническим параметрам и возможностям могут быть использованы практически в любой системе управления. По способу представления информации УВМ делятся на цифровые, аналоговые и гибридные – цифро-аналоговые. Цифровые УВМ превосходят аналоговые по точности управления, но уступают им по быстродействию. В гибридных УВМ цифровые и аналоговые вычислительные устройства работают совместно, что позволяет в максимальной степени использовать их достоинства.

УВМ является центральным звеном в **системах автоматического управления (САУ)**. Она осуществляет обработку информации о текущих значениях физических величин, характеризующих объект, и об их изменении, а также вырабатывает управляющие сигналы, обеспечивающие заданные режимы его работы. В **автоматизированных системах управления (АСУ)** технологическими процессами УВМ обычно работает в режиме советчика, выдавая оператору сведения о состоянии объекта управления и рекомендации

по оптимизации процесса управления, или (реже) в режиме непосредственного управления. По назначению и области использования УВМ подразделяются на промышленные, аэрокосмические, транспортные и др. Большое внимание при создании современных УВМ уделяется повышению надежности, снижению стоимости, уменьшению массы и габаритов.

9.8. Цифровые приборы и фильтры

Рассмотрим наиболее распространенные цифровые приборы и фильтры.

1. **Цифровой измерительный вольтметр постоянного тока** – цифровой прибор, у которого показания на отсчетном устройстве представлены в виде последовательности цифр – числа, отражающего с определенной точностью результат измерения (рис. 9.23).

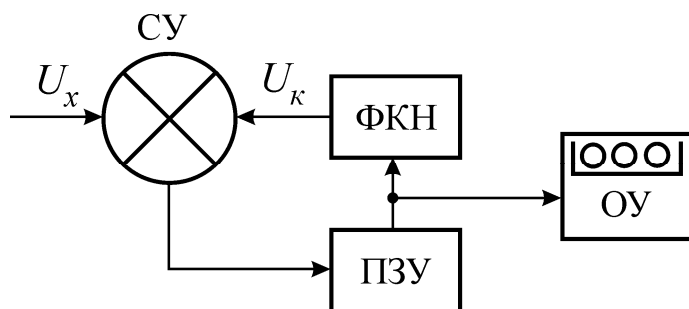


Рис. 9.23. Схема цифрового вольтметра постоянного тока: СУ – сравнивающее устройство; ФКН – формирователь компенсирующего напряжения; ПЗУ – программное запоминающее устройство; ОУ – отсчетное устройство; U_x – измеряемое напряжение; U_k – компенсирующее напряжение

Измеряемое напряжение U_x поступает на один из входов сравнивающего устройства; на другой его вход подается компенсирующее напряжение U_k от формирователя компенсирующего напряжения с программным управлением. Сравнивающее устройство вырабатывает один из двух взаимоисключающих сигналов: $U_k > U_x$ или $U_k \leq U_x$. По сигналу $U_k \leq U_x$ устройство управления выдает команду формирователю на увеличение U_k на следующее приращение. По сигналу $U_k > U_x$ устройство управления дает формирователю команду снять последнее из приращений и заменить его меньшим приращением. После этого в устройстве управления вырабатывается код, соответствующий полной сумме приращений, который и подается на отчетное устройство.

2. **Цифровой дифференциальный анализатор (ЦДА)** – это специализированная интегрирующая машина, основу которой составляют цифровые **интегрирующие устройства** (интеграторы), выполняющие интегрирование по независимой переменной, задаваемой в виде приращений

(представленных в двоичной или троичной системе счисления). Решение задачи в ЦДА определяется взаимодействием интегралов, организуемых так же, как это делается в схемах набора задач в **аналоговой вычислительной машине** (АВМ). ЦДА занимает промежуточное положение между АВМ и ЦВМ: по способам подготовки и методам решения задач ЦДА имеют много общего с АВМ, а по формам представления данных и используемым элементам – с ЦВМ.

ЦДА по сравнению с АВМ обладают более высокой точностью вычислений, но меньшим быстродействием и универсальностью; ЦДА могут выполнять интегрирование по любой независимой переменной, а АВМ – только по времени. ЦДА не могут решать сложных логических задач, как ЦВМ. Изменение переменных в ЦДА определяется накоплением приращений, вследствие чего быстродействие ЦДА обратно пропорционально обеспечиваемой точности вычислений: чем выше требуемая точность, тем меньше должна быть величина каждого элементарного приращения и соответственно ниже быстродействие.

ЦДА делятся на последовательные и параллельные. В последовательных ЦДА интегрирование осуществляется за счет многократного использования одного физически реализованного интегратора и запоминания результата интегрирования. Такие ЦДА относительно просты и недороги. В параллельных ЦДА все интеграторы работают одновременно; такие ЦДА сложные, они дороже последовательных, но обеспечивают более высокое быстродействие [22].

3. **Цифровое интегрирующее устройство (ИУ)** – это устройство, называемое **интегратором**, является вычислительным устройством для

определения интеграла, например, вида
$$Z = \int_{x_0}^{x_1} y dx$$
, где x и y – входные

переменные. Входными переменными величинами могут быть механическое перемещение, давление, электрический ток (напряжение), число импульсов, температура и т. п. ИУ используется как самостоятельное вычислительное устройство при решении математических задач методами интегрирования; оно может служить элементом системы автоматического регулирования (интегрирующее звено), входить в состав вычислительной машины, использоваться для моделирования физического процесса и т. д. Основным элементом электронных ИУ непрерывного действия (аналоговых) является электрический конденсатор, напряжение на котором пропорционально интегралу от силы тока, протекающего через конденсатор в цепи обратной связи **операционного усилителя**. Такие ИУ обычно входят в состав аналоговых вычислительных машин.

Цифровые ИУ входят в состав цифровых дифференциальных анализаторов, а также некоторых специализированных вычислительных устройств, например **интерполяторов**. Интегрирование функции в цифровых ИУ заменяется операцией суммирования конечного числа последовательных значений этой функции (ее приращений), заданных в дискретных точках. При

этом входная и выходная числовая информация представляется в виде электрических импульсов, а интегрирование осуществляется суммированием этих импульсов. Выбирая цепь импульсов достаточно малой, можно обеспечить практически необходимую точность при замене интеграла суммой; точность аналогового ИУ ограничена.

4. Цифровые селекторы импульсных сигналов. Селекция импульсных сигналов (СИС) есть процесс выделения из множества электрических видеоимпульсов (сигналов) только таких, которые обладают заданными свойствами. В зависимости от того, какие свойства **импульса электрического** (последовательности импульсов) являются определяющими, различают СИС по амплитуде, длительности, временному интервалу и признакам **кода**. При СИС по амплитуде выделяют все те импульсы, амплитуда которых либо превышает заданный уровень (так называемый порог селекции), либо не достигает его, либо находится в заданных пределах (рис. 9.24).

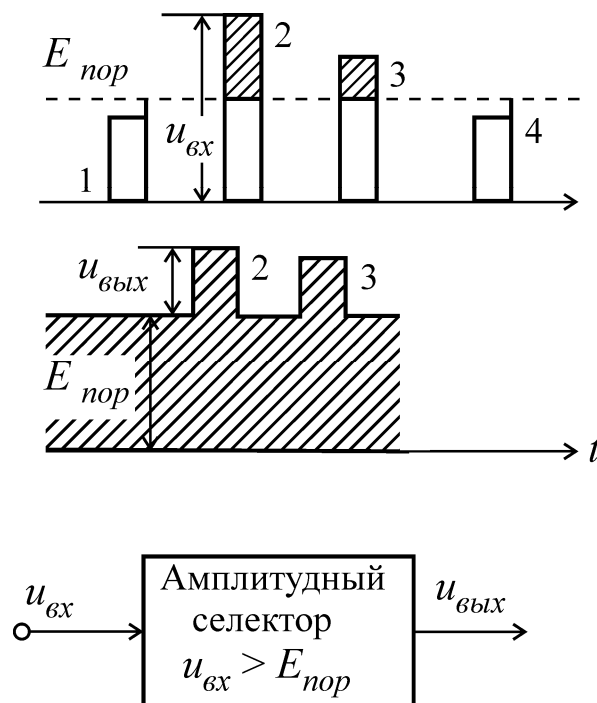


Рис. 9.24. Схема амплитудной селекции и соответствующие диаграммы сигналов: $u_{вх}$ — входные сигналы; E_{nop} — заданный пороговый уровень (порог селекции) ограничения амплитуды («снизу»); $u_{вых}$ — выходные сигналы; 1, 2, 3, 4 — порядковые номера импульсов

Такая СИС производится специальным устройством — амплитудным селектором. СИС **по длительности** предусматривает выделение импульсов,

длительности которых соизмеримы либо больше или меньше заданной (рис. 9.25). В состав селектора по длительности обычно входят устройство дифференцирования импульса (устройство выделения фронта и среза импульса), линия задержки на время, равное уровню селекции, и **логический элемент**, выполняющий, например, операции логического умножения, запрета. **СИС по временному интервалу** – выделение импульсов, положение которых во времени относительно тактовых (синхронизирующих) импульсов либо постоянно, либо изменяется по определенному закону, например селекция сигналов, отраженных от местных предметов или от движущейся цели в когерентно-импульсных **радиолокационных станциях**. **СИС по признакам кода** импульсных сигналов (селекция последовательностей) – выделение серии импульсов по некоторому свойству, присущему ее импульсам, например: выделение серии импульсов, следующих с одинаковой частотой повторения; выделение каждого следующего импульса, начиная, например, с 3-го импульса входной последовательности; наконец, выделение группы импульсов, последовательность которых соответствует заданному коду (рис. 9.26).

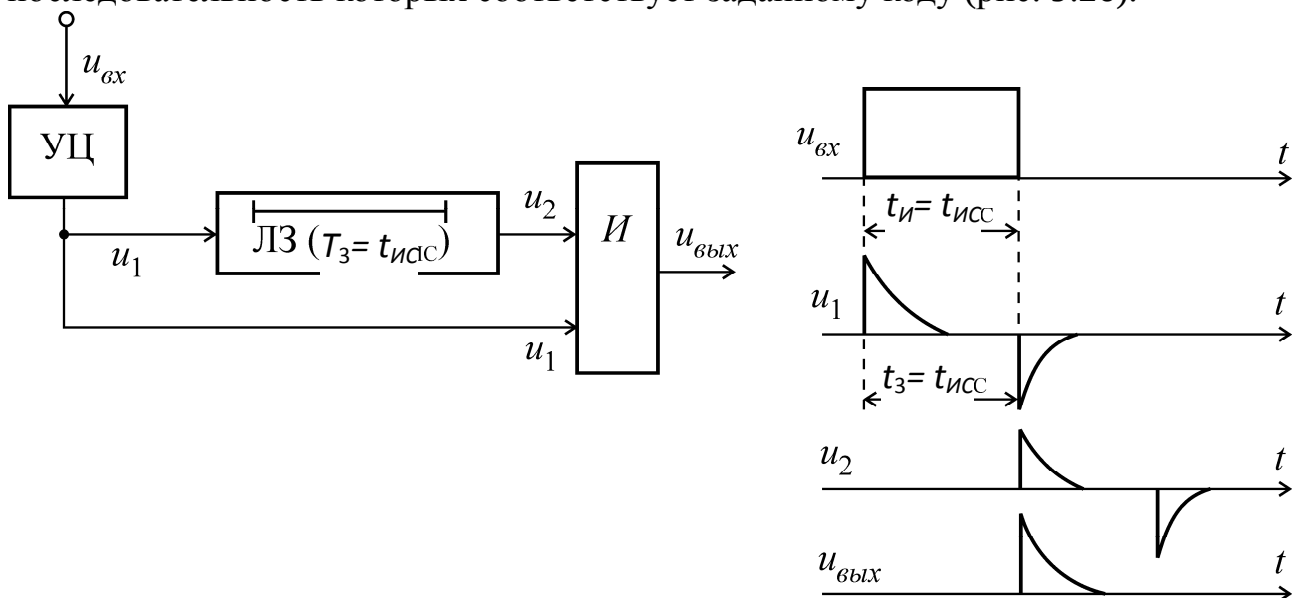


Рис. 9.25. Схема селекции импульсов в заданной длительности и соответствующие диаграммы сигналов:

УЦ – устройство дифференцирования импульса («укорачивающая» цепь); ЛЗ – линия задержки; И – логический элемент на 2-й вход; $u_{вх}$ – входной сигнал; $u_{вых}$ – выходной сигнал; $t_{ис}$ – заданная длительность сигнала; t_u – длительность импульса; T_3 – время задержки сигнала в ЛЗ

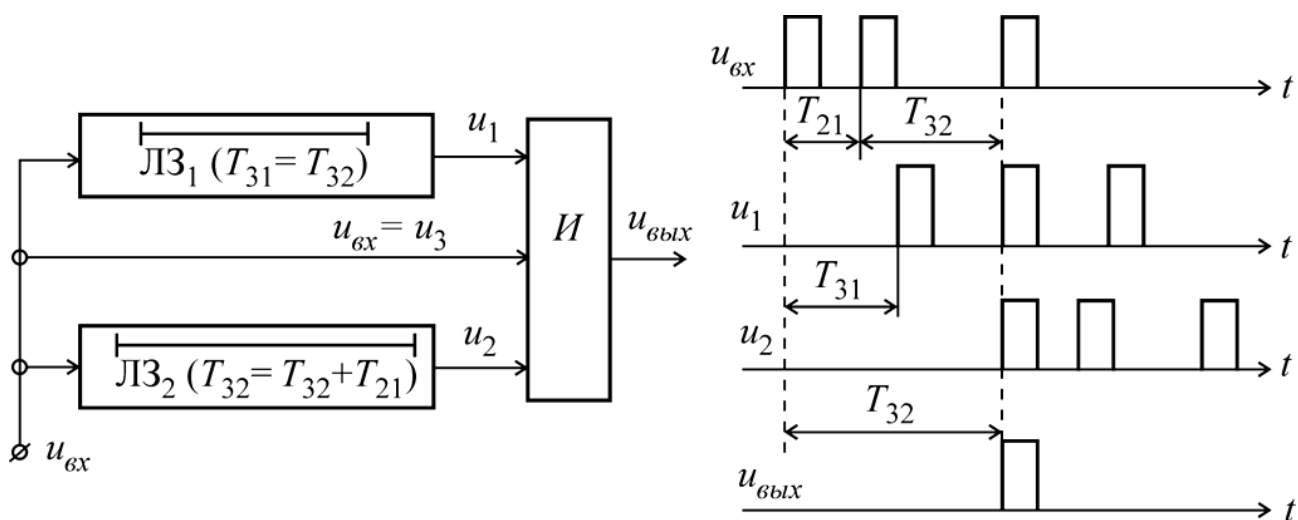


Рис. 9.26. Схема селекции кодированной серии импульсов (следующих с заданными временными интервалами) и соответствующие диаграммы сигналов: ЛЗ – линия задержки; И – логический элемент на 3 входа; u_{6x} – входной сигнал; u_{6bx} – выходной сигнал; T_{21} , T_{32} – интервалы между импульсами; T_{31} , T_{32} – время задержки сигналов в ЛЗ₁ и ЛЗ₂; u_1 , u_2 , u_3 – импульсы с порядковыми номерами

Схемы селекторов последовательностей весьма разнообразны, применяются они преимущественно в устройствах управления различных дискретных систем. Так, например, устройство управления ЦВМ представляет собой селектор кодированных серий импульсов [11].

В качестве схемы электронной задержки могут быть использованы и транзисторные генераторы. Схема селектора построена в соответствии со структурной схемой рис. 9.27, т. е. имеет два параллельных канала. Принципиальная схема селектора импульсов минимальных амплитуд на транзисторах изображена на рис. 9.28.

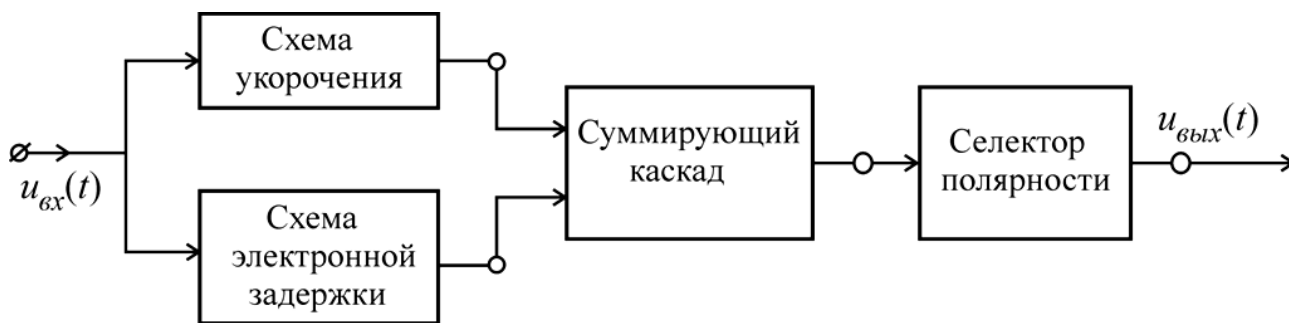


Рис. 9.27. Двухканальная схема селектора

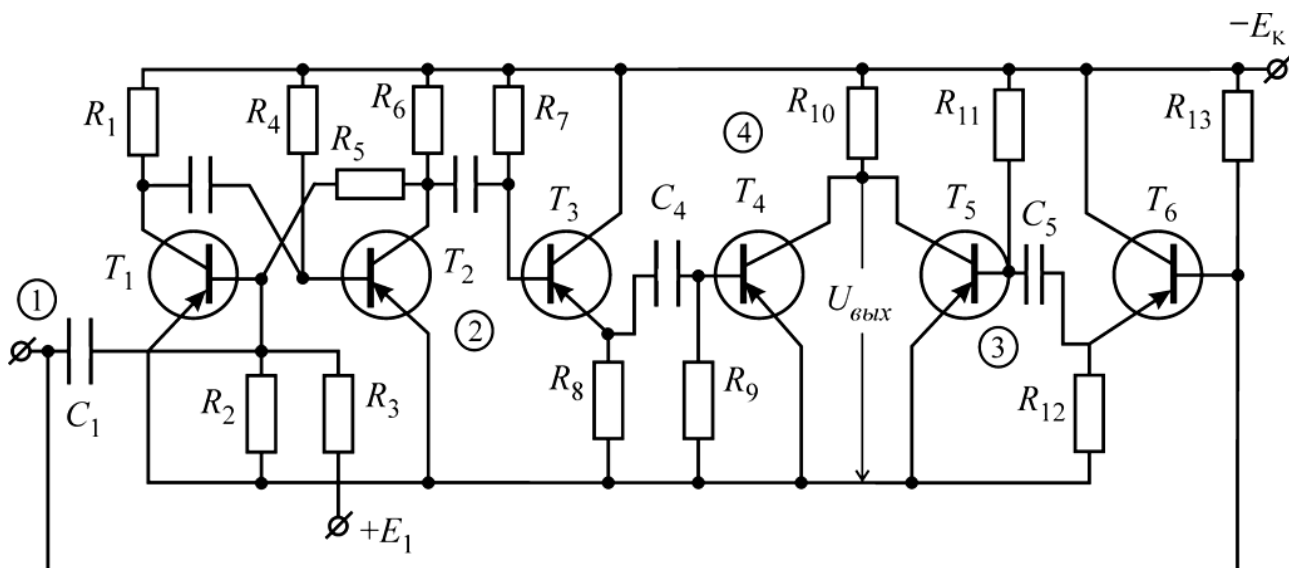


Рис. 9.28. Принципиальная схема селектора импульсов минимальных амплитуд на транзисторах

На схеме селектора (рис. 9.28) имеем два параллельных канала: канал электронной задержки, представленный мультивибратором на транзисторах T_1 и T_2 и эмиттерным повторителем T_3 ; канал укорочения, включающий эмиттерный повторитель T_6 и укорачивающую цепочку C_5 – R_{11} . Оба канала работают на схему запрета, собранную на транзисторах T_4 и T_5 .

Принцип действия селектора иллюстрируется эпюрами напряжения (рис. 9.29), соответствующими различным точкам принципиальной схемы. Селектор выделяет импульсы отрицательной полярности с амплитудами

$$|U_{II}| < U_{\max}, \quad (0.114)$$

$$\text{где } U_{\max} = \frac{E_1}{R_3 + R_2} R_2.$$

При поступлении на вход селектора отрицательного импульса с амплитудой, величина которой удовлетворяет условию (9.9), мультивибратор остается в исходном состоянии, и входной импульс по каналу укорочения через эмиттерный повторитель T_6 поступает на укорачивающую цепь C_5 – R_{11} . Постоянная времени этой цепи $\tau_{\text{укор}} = C_5 R_{11} < \tau_{II}$, поэтому на выходе укорачивающей цепи возникают два биполярных импульса, соответствующих фронту и срезу входного импульса (эпюра 3, рис. 9.29). Оба укороченных импульса действуют на вход транзисторного усилителя T_5 . Транзисторы T_4 и T_5 имеют общую нагрузку R_{10} . Транзисторный усилитель T_4 в отсутствие входного сигнала заперт, так как его база находится под нулевым потенциалом относительно эмиттера. Транзисторный усилитель T_5 поставлен в режим, близкий к насыщению. Если на базу транзистора T_3 не поступает отрицательный импульс с выхода мультивибратора, то усилитель T_5 усиливает положительный импульс, поступающий на его базу с выхода укорачивающей цепи (эпюра 4, рис. 9.29).

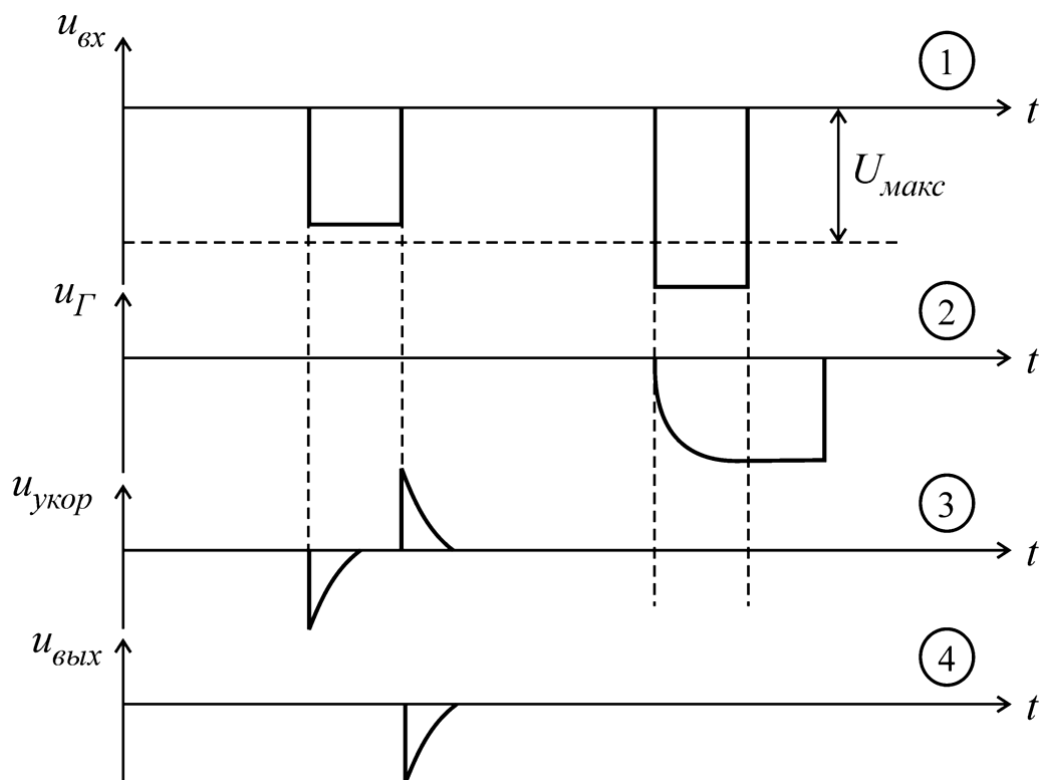


Рис. 9.29. Эпюры напряжений схемы селектора

В тех случаях, когда величина амплитуды входного импульса достигает значения $|U_{II}| > |U_{макс}|$, мультивибратор выходит из положения равновесия, и на коллекторе транзистора T_2 возникает импульс отрицательной полярности (эюра 2, рис. 9.29). Этот импульс через эмиттерный повторитель T_3 , выполняющий роль согласующего элемента, поступает на базу транзистора T_4 и вводит его в режим насыщения. Теперь уже положительный импульс, воздействующий на базу транзистора T_5 , не усиливается, так как не может изменить коллекторный потенциал транзисторов T_4 и T_5 , который близок к нулю. Таким образом, в этом случае ($|U_{II}| > |U_{макс}|$) на выходе селектора импульс не появляется.

Остановимся кратко на работе мультивибратора, собранного на транзисторах T_1 и T_2 . Транзистор T_1 в исходном состоянии заперт положительным базовым напряжением

$$u_{б1} = U_{макс} = E_1 \frac{R_2}{R_2 + R_3}.$$

Транзистор находится в режиме, близком к насыщению за счет базового тока

$$I_{б2} \approx \frac{E_k}{R_4},$$

протекающего через базу T_2 и сопротивление R_4 . Конденсатор C_2 заряжен до напряжения, близкого к напряжению источника питания E_k . При действии на вход мультивибратора отрицательного импульса с амплитудой,

удовлетворяющей условию $|U_{II}| > |U_{\text{макс}}|$, транзистор T_1 открывается, а транзистор T_2 закрывается за счет начинающегося перезаряда конденсатора C_2 через открывающийся транзистор T_1 и сопротивление R_4 . Время перезарядки конденсатора C_2 определяет время запертого состояния транзистора T_2 , т. е. длительность отрицательного импульса на его коллекторе. Длительность этого импульса может быть оценена следующей приближенной формулой: $\tau_{\Gamma} \approx 0,7C_2R_4$.

Параметры мультивибратора следует выбирать таким образом, чтобы выполнялось условие $\tau_{\Gamma} > \tau_{I_{\text{макс}}}$, где $\tau_{I_{\text{макс}}}$ – максимально возможная длительность селектируемого импульса. Порог ограничения можно регулировать, изменяя отношение потенциометра R_2 / R_3 .

5. Цифровые фильтры – электрические фильтры, в которых для выделения одних и подавления других частотных составляющих сложных электрических колебаний используются цифровые вычислительные устройства.

Выделяют следующие виды цифровых фильтров:

а) **фильтр нижних частот (ФНЧ)**; ФНЧ – прототип однозвенного Т-фильтра нижних частот – ячейки и его фазовая и частотная характеристики приведены на рис. 9.30.

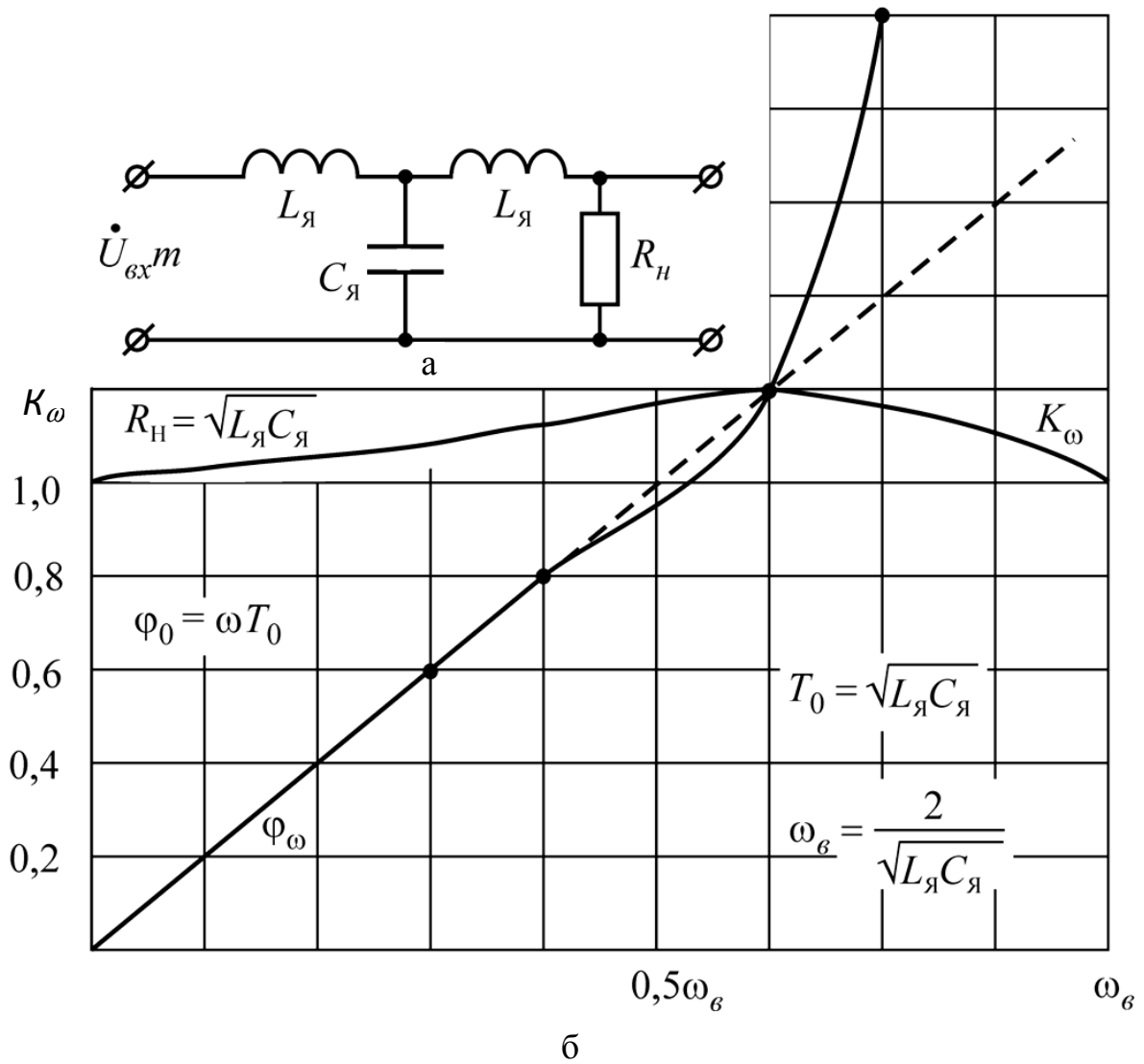


Рис. 9.30. Фильтр нижних частот:
а – физическая (эквивалентная) схема; б – передаточная и фазо-частотная характеристики

Комплексный коэффициент передачи однозвенного Т-фильтра нижних частот, нагруженного на сопротивление $R = Z_0$,

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{вых}m}}{\dot{U}_{\text{вх}m}} = K_{\omega} e^{-j\varphi_{\omega}}; \quad (0.115)$$

здесь модуль и аргумент передаточной характеристики выражаются соответственно формулами

$$K_{\omega} = \frac{1}{\sqrt{1 - 4\eta^4 + 4\eta^6}}; \quad \varphi_{\omega} = \arctg \left(2\eta \frac{1 - \eta^2}{1 - 2\eta^2} \right), \quad (0.116)$$

здесь $\eta = \omega / \omega_{\text{б}}$, $\omega_{\text{б}} = 2\pi f_{\text{б}}$ – верхняя граничная частота фильтра, определяющая его полосу пропускания.

Полоса пропускания частот вычисляется по формуле:

$$(\Delta f)_{\text{Я}} = f_{\text{е}} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_{\text{Я}} C_{\text{Я}}}}. \quad (0.117)$$

Графики амплитудно-частотной $K_{\omega} = K(\omega)$ и фазо-частотной $\varphi_{\omega} = \varphi(\omega)$ характеристик фильтра изображены на рис. 9.30. В пределах полосы пропускания фильтра ($0 \leq \omega \leq \omega_{\text{е}}$) непостоянство амплитудно-частотной характеристики близко к линейной зависимости, показанной на рис.9.30 пунктиром:

$$\varphi_{\omega} \cong \varphi_0 = 2 \frac{\omega}{\omega_{\text{е}}} = \omega T_0, \quad \text{где } T_0 = \frac{2}{\omega_{\text{е}}} = \sqrt{L_{\text{Я}} C_{\text{Я}}}; \quad (0.118)$$

б) схема НЧ-прототипа эллиптического ФНЧ, где $E\mathcal{Z}_R$ – единичный элемент в методе точного синтеза (рис. 9.31).

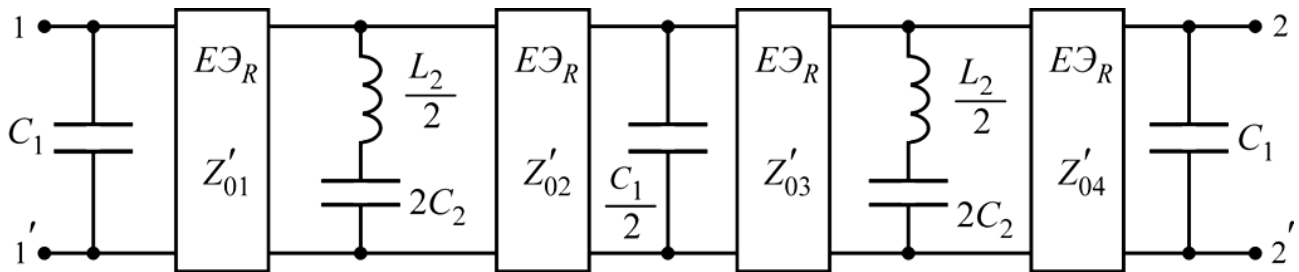


Рис. 9.31. НЧ-прототип эллиптического ФНЧ:

Z'_{01} – Z'_{04} – волновые сопротивления единичных элементов ($E\mathcal{Z}_R$); L_1 и C_1 – элементы НЧ-прототипа

На рис. 9.32 приведена топология полоскового эллиптического ФНЧ на основе регулярной линии передачи (РЛП).

На рис. 9.33 приведены характеристики рабочего затухания в полосе пропускания α_{max} и в полосе заграждения α_{min} . Как видим, затухание сигнала в полосе пропускания чрезвычайно мало по сравнению с аналогичными известными ФНЧ. Фильтр обладает высокой крутизной АХЧ $\rightarrow$ более 2 дБ на 1 МГц.

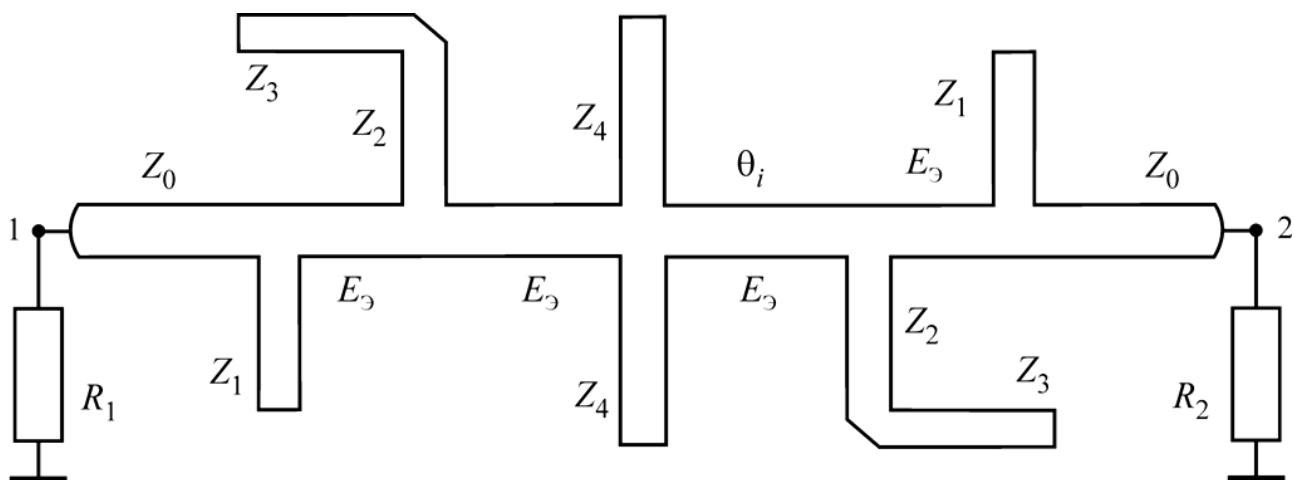


Рис. 9.32. Эллиптический ФНЧ на РЛП:

$Z_1 = 41 \text{ Ом}$, $Z_2 = 60 \text{ Ом}$, $Z_3 = 93 \text{ Ом}$, $Z_4 = 36 \text{ Ом}$, $Z_{E3} = 63 \text{ Ом}$; $R_1 = R_2 = 50 \text{ Ом}$; 1 – кривая до оптимизации; 2 – кривая после оптимизации; θ_i – электрическая длина $E3$, равная 1,57 рад

Фильтр прост в изготовлении (штамповка), дешев, не требует подстроечных элементов, нет дорогих покрытий.

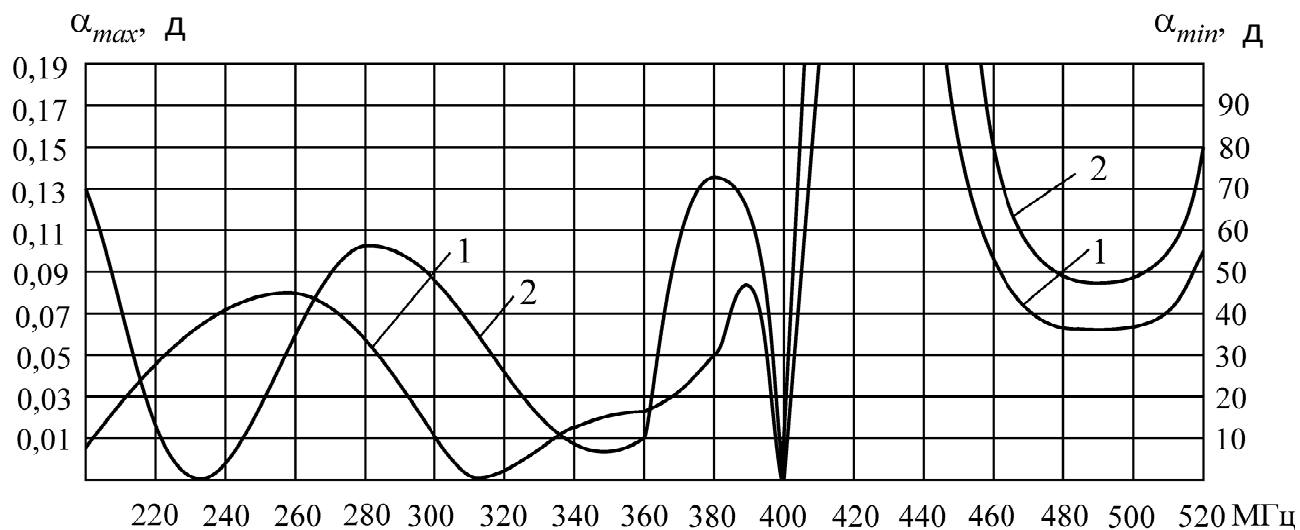


Рис. 9.33. Характеристики затухания α_{max} и α_{min} для эллиптического ФНЧ на основе РЛП

На рис. 9.34 приведена топология полоскового эллиптического ФНЧ с применением нерегулярных линий передачи (НРЛП).

Рабочее затухание – $\alpha_{max} \approx 0,05 \text{ дБ}$, $\alpha_{min} \approx 60 \text{ дБ}$. В отличие от ФНЧ на РЛП, здесь значительно увеличены α_{min} крутизна АХЧ.

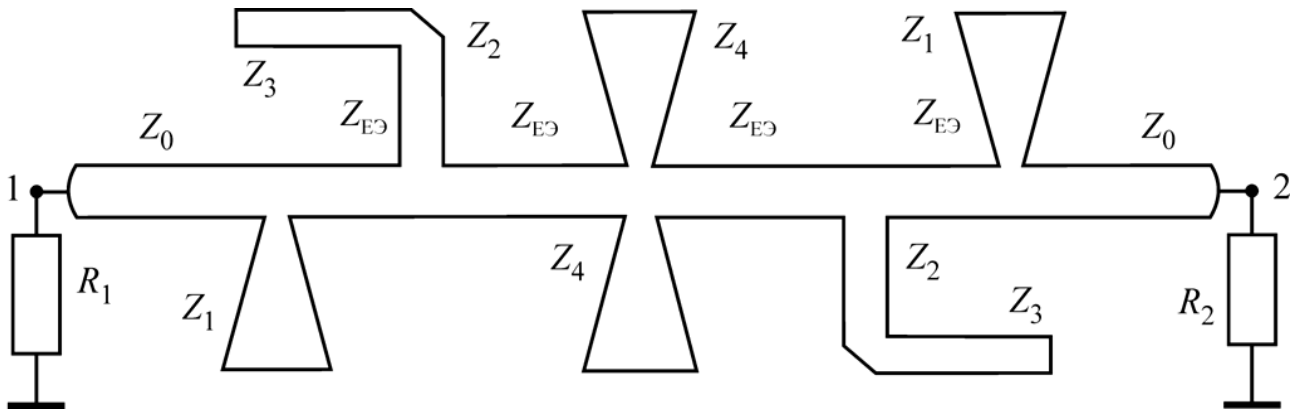


Рис. 9.34. Эллиптический ФНЧ на НРЛП:

$$Z_{1H} = 67 \text{ Ом}, Z_{1K} = 13 \text{ Ом}, \theta_1 = 1,1 \text{ рад}, Z_2 = 60 \text{ Ом}, Z_3 = 93 \text{ Ом}, \\ \theta_{2,3} = 1,97 \text{ рад}, Z_{4H} = 24 \text{ Ом}, Z_{4K} = 9,9 \text{ Ом}, \theta_4 = 1 \text{ рад}, Z_{EЭ} = 63 \text{ Ом}, \\ \theta_{EЭ} = 1,57 \text{ рад}$$

Волновое сопротивление $Z(x)$ резонатора Z_1 меняется по гиперболическому закону, а Z_4 – по параболическому:

$$\left. \begin{aligned} Z^I(x) &= Z(0) \cdot \frac{1}{\left(1 + \mu l \frac{x}{l}\right)^2}; \\ Z^{II}(x) &= Z(0) \cdot \left(1 - \mu l \frac{x}{l}\right)^2, \end{aligned} \right\} \quad (0.119)$$

где μl – параметр крутизны (вещественное число); $Z(0)$ – волновое сопротивление в начале НРЛП [9].

Матрицы передачи параболической и гиперболической НРЛП имеют следующий вид [24]:

$$[a]^{II} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1 - \sqrt{p-1}}{j\theta\sqrt{p-1}} Z(0) \\ \theta & 1 - \frac{j\theta}{\sqrt{p-1}} Z(0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ(0) \sin \theta \\ j \frac{\sin \theta}{Z(0)} & \cos \theta \end{bmatrix} \times \\ \times \begin{bmatrix} 1 & \frac{1 - \sqrt{p}}{j\theta\sqrt{p}} Z(0) \\ 0 & 1 - \frac{j\theta}{\sqrt{p}} Z(0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{p}} & 0 \\ 0 & \sqrt{p} \end{bmatrix}, \quad (0.120) \\ [a]^I = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1 - \sqrt{p}}{j\theta\sqrt{p}} Z(0) \\ \frac{1 - \sqrt{p}}{jZ(0)\theta\sqrt{p}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \sqrt{p} Z(0) \sin \theta \\ j \frac{\sin \theta}{Z(0)} & \cos \theta \end{bmatrix} \times \\ \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{p}-1}{j\theta Z(0)} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{p}} & 0 \\ 0 & \sqrt{p} \end{bmatrix},$$

$$[a]^T = \begin{bmatrix} \frac{1-\sqrt{p}}{jZ(0)\theta\sqrt{p}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} j\frac{\sin\theta}{Z(0)} & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{p}-1}{j\theta Z(0)} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{p}} & 0 \\ 0 & \sqrt{p} \end{bmatrix}, \quad (0.121)$$

где $p = \frac{Z(l)}{Z(0)}$ – перепад волновых сопротивлений по электрической длине

$\theta = \frac{2\pi}{\lambda}l$; λ – длина волны; l – длина резонатора.

Частотная характеристика (ЧХ) эллиптического ФНЧ представлена на рис. 9.35.

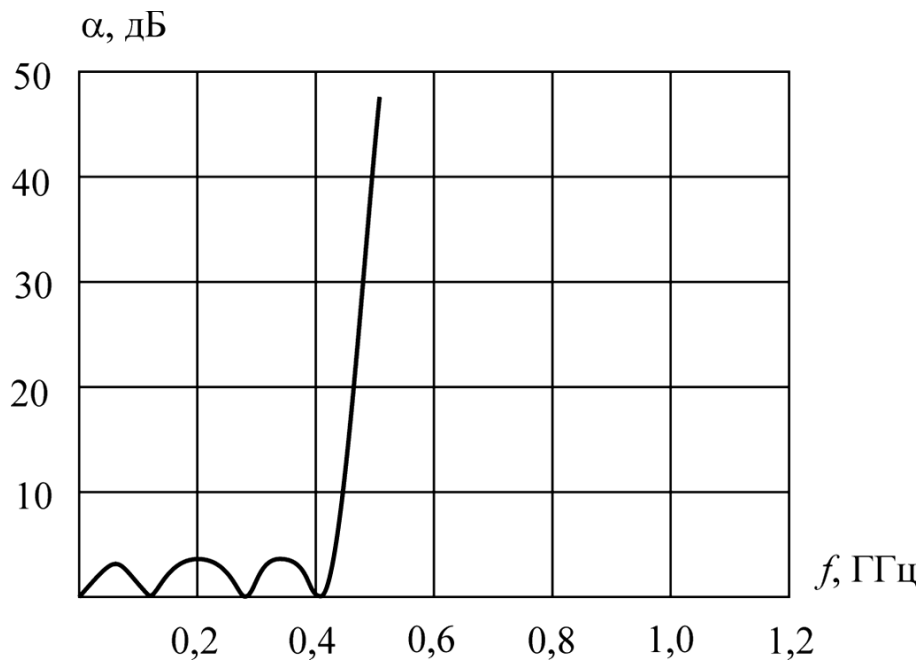


Рис. 9.35. Частотная характеристика эллиптического ФНЧ на основе РЛП и НРЛП

в) **полосно-пропускающие фильтры (ППФ)**; ФНЧ – прототип эллиптического ППФ – изображен на рис. 9.36.

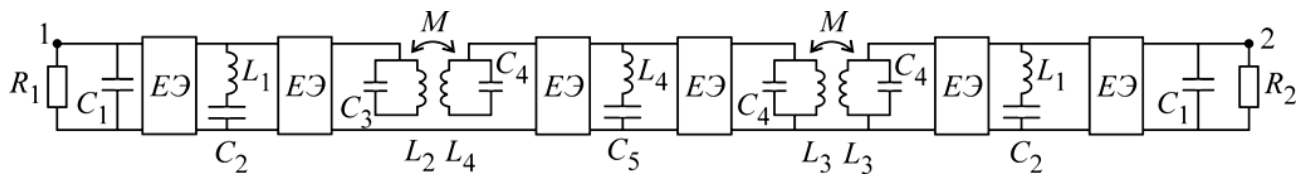


Рис. 9.36. Фильтр нижних частот

На рис. 9.37 приведена топология полоскового крестообразного эллиптического ППФ на основе РЛП, а частотная характеристика ППФ представлена на рис. 9.38.

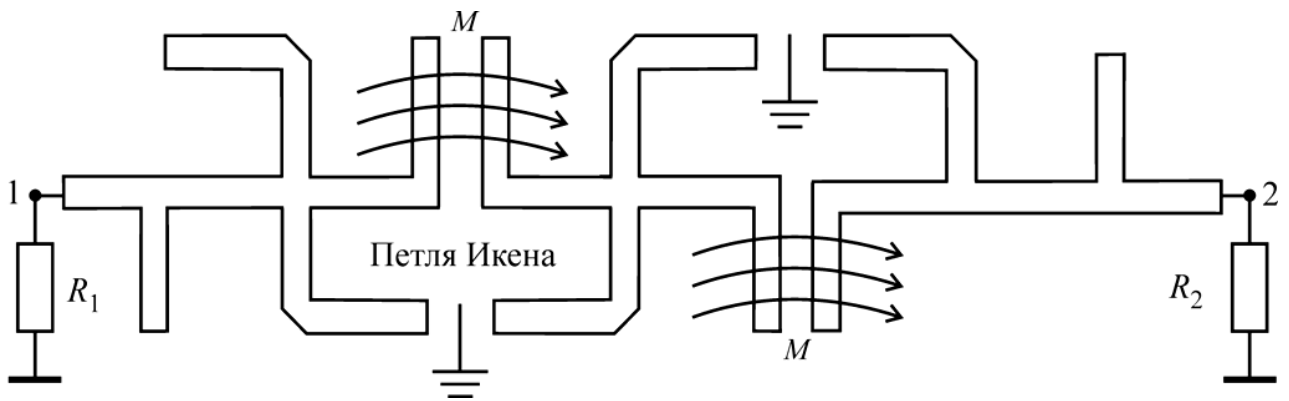


Рис. 9.37. Эллиптический крестообразный ППФ на основе РЛП

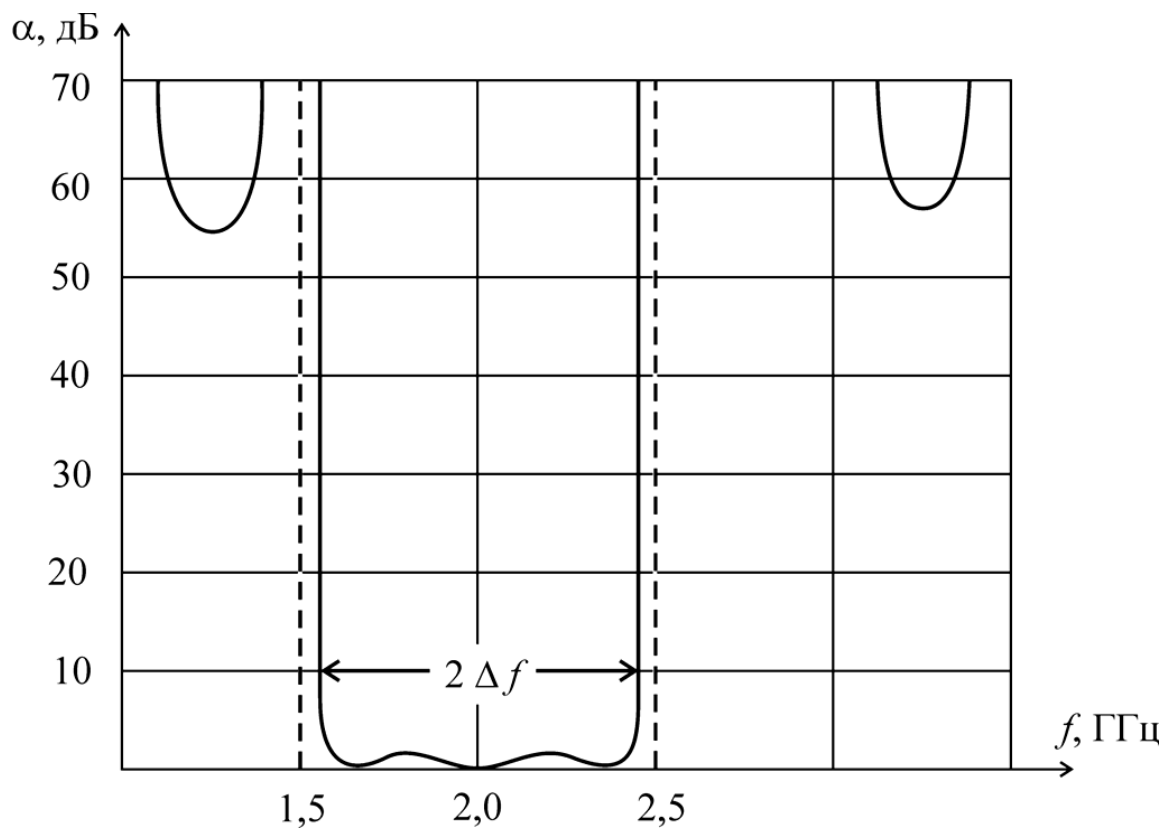


Рис. 9.38. Частотная характеристика ППФ

На рис. 9.39 приведена топология полоскового крестообразного эллиптического ППФ на основе НРЛП, а ЧХ фильтра представлена на рис. 9.40.

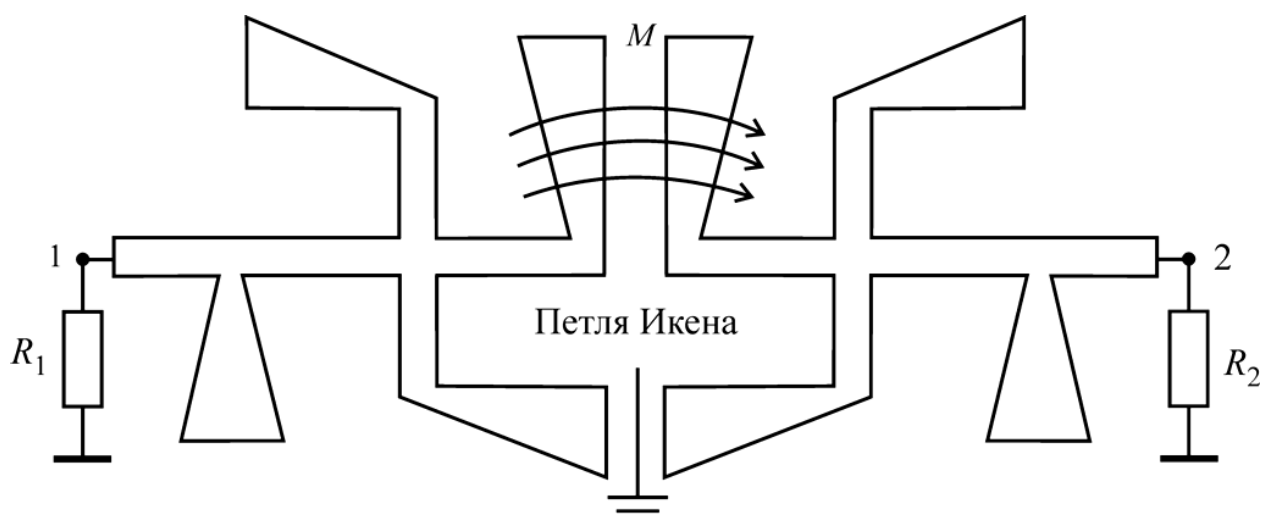


Рис. 9.39. Эллиптический крестообразный ППФ на основе НРЛП

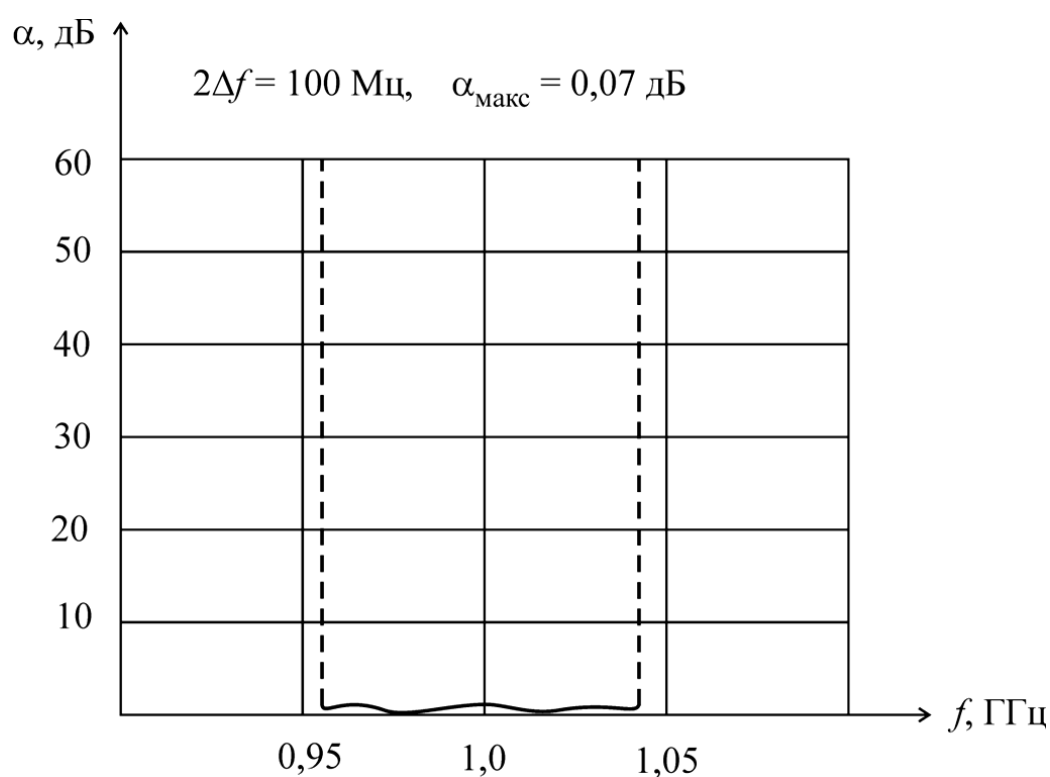


Рис. 9.40. Частотная характеристика фильтра

Как видим на рис. 9.40, на уровне α (дБ) меньше 60 дБ отсутствуют паразитные полосы пропускания. Это вызвано тем, что чередование РЛП с НРЛП приводит к смещению «полюсов» и «нулей» ЧХ. Иногда это приводит к $\alpha_{\min} \approx 120 \text{ дБ}$, что достижимо только на ППФ на сосредоточенных элементах;

г) **цифровой фильтр в микропроцессорной технике**; аналоговый фильтр представляет собой частотно-избирательную цепь, осуществляющую некоторое линейное преобразование над непрерывным входным сигналом $u_{\text{вх}}(t)$. Результатом такого преобразования является непрерывный выходной сигнал $u_{\text{вых}}(t)$. Особенность цифрового фильтра состоит в том, что указанное выше преобразование выполняется не над непрерывным сигналом $u_{\text{вх}}(t)$, а над

входной цифровой последовательностью $x(nT)$, и получаемый на выходе результат преобразования $y(nT)$ представляет собой также цифровую последовательность. На рис. 9.41 представлен простейший аналоговый фильтр.

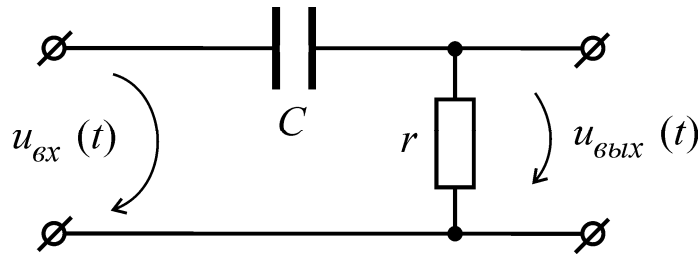


Рис. 9.41. Простейший аналоговый фильтр

Рассмотрим отклик $u_{вых}(t)$ данной rC – цепи на входное воздействие $u_{ex}(t)$. Ток $i(t)$ в цепи определяется выражением

$$i(t) = C \frac{d(u_{ex}(t) - u_{вых}(t))}{dt} = \frac{u_{вых}(t)}{T}. \quad (0.122)$$

Имея в виду цифровой способ решения задачи, представим входное $u_{ex}(t)$ и выходное $u_{вых}(t)$ напряжения соответствующими цифровыми последовательностями $x_n = x(nT)$ и $y_n = y(nT)$. Тогда производная в (9.17) может быть заменена следующим приближением:

$$\left. \frac{d(u_{ex}(t) - u_{вых}(t))}{dt} \right|_{t=nT} \approx \frac{(x_n - y_n) - (x_{n-1} - y_{n-1})}{T}. \quad (0.123)$$

Подставив (9.18) в (9.17) и решив полученное уравнение относительно y_n , получим:

$$y_n = a_0 x_n + a_1 x_{n-1} - b_1 y_{n-1}, \quad (0.124)$$

где $a_0 = 1 / (1 + T / (rC))$, $a_1 = -1 / (1 + T / (rC))$, $b_1 = -1 / (1 + T / (rC))$.

Полученное разностное уравнение может быть использовано для построения цифрового фильтра 1-го порядка.

Известно, что одной из характеристик фильтра, полностью определяющих выполняемые им преобразования, является переходная характеристика. Переходная характеристика аналогового фильтра есть отклик на воздействие, имеющее форму единичного скачка (единичной функции). Переходная характеристика цифрового фильтра есть цифровая последовательность, представляющая собой определенное линейное преобразование, выполненное над входной последовательностью следующего вида:

$$x(nT) = \begin{cases} 1 & n \geq 0, \\ 0 & \text{при } n < 0. \end{cases}$$

Решая разностное уравнение (9.19) при данной входной последовательности $x(nT)$, можно получить переходную характеристику цифрового фильтра 1-го порядка. В табл. 9.1 приведены результаты вычисления T при различных значениях шага интегрирования. В этой же таблице приведены переходные характеристики аналогового фильтра.

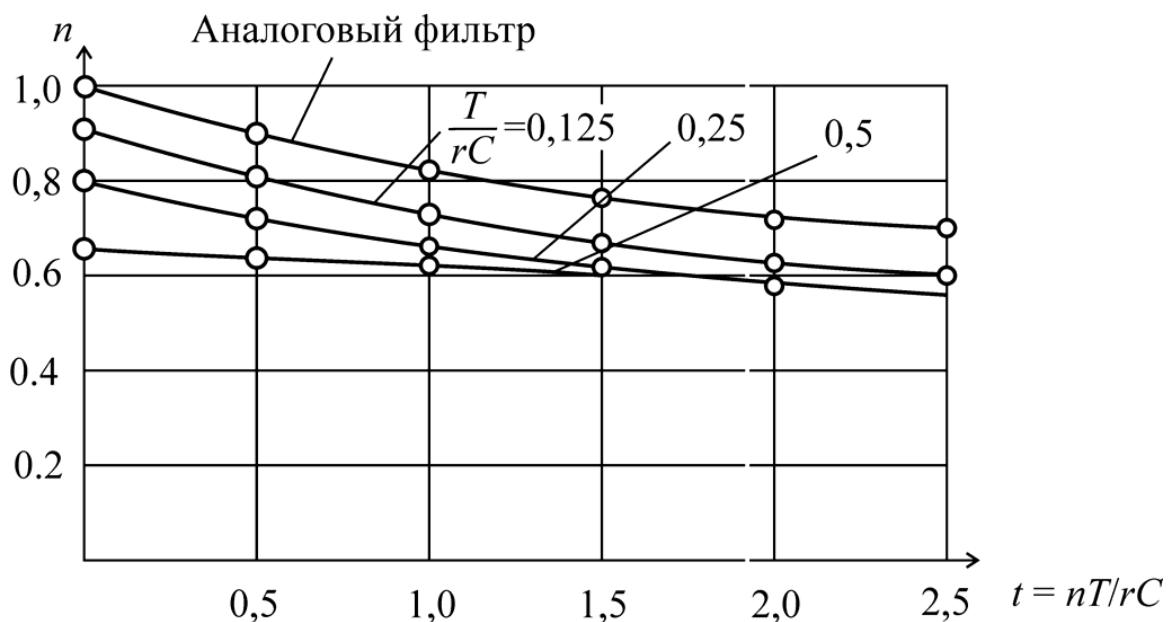
Таблица 9.1

Фильтр	h при t/rC , равном:				
	0	0,5	1,0	1,5	2,0
аналоговый фильтр	1	0,7788	0,3679	0,2231	0,1353
цифровой фильтр					
$T = 0,5$ rC	0,6667	0,7444	0,2963	0,1975	0,1317
$T = 0,25$ rC	0,8000	0,5120	0,3277	0,2097	0,1342
$T = 0,125$ rC	0,8889	0,5549	0,3464	0,21163	0,1350

На рис. 9.42 эти характеристики представлены в форме графиков. Как следует из этих данных, выбирая достаточно малым значение шага интегрирования T , можно с помощью цифрового фильтра воспроизвести с любой точностью переходную характеристику аналогового фильтра.

Обратим внимание на следующую особенность цифрового фильтра. Он выполняет то же преобразование, что и аналоговый фильтр при определенных значениях коэффициентов в выражении (9.19).

При иных значениях коэффициентов цифровой фильтр выполняет преобразование, которое может оказаться не реализуемо с помощью



аналогового фильтра.

Рис. 9.42. Характеристики аналогового и цифрового фильтров

Наряду с переходной характеристикой, выполняемое аналоговым фильтром преобразование может быть описано с помощью передаточной функции, определяемой выражением $H(S) = y(S) / x(S)$, где $x(S)$ и $y(S)$ – преобразование по Лапласу соответственно входного $x(t)$ и выходного $y(t)$ сигналов. Передаточная

функция цифрового фильтра определяется выражением $H(Z) = y(Z) / x(Z)$, где $x(Z)$ и $y(Z)$ представляют собой Z-преобразования соответственно входной и выходной цифровых последовательностей, Z-преобразование цифровой последовательности $x(nT)$, $n = 0, 1, \dots$ определяется выражением

$$X(Z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)Z^{-n}. \quad (0.125)$$

Обратное Z-преобразование выражается контурным интегралом

$$x(nT) = \frac{1}{2\pi j} \oint X(Z)Z^{n-1}dZ. \quad (0.126)$$

Не вдаваясь в более глубокие подробности Z-преобразования, приводим результаты такого преобразования для некоторых частных случаев (табл. 9.2).

Таблица 9.2

Цифровая последовательность	Z-преобразование последовательности
Единичный импульс $x(nT) = \begin{cases} 1 & n = 0, \\ 0 & n > 0 \end{cases}$	$X(Z) = 1.$
Единичный скачок $x(nT) = \begin{cases} 1 & n \geq 1, \\ 0 & n < 0 \end{cases}$	$X = \frac{1}{1 - Z^{-1}}$
Задержка на один тактовый период T $y(nT) = x(nT - T)$	$Y(Z) = X(Z) \cdot Z^{-1}.$

Таким образом, применяя Z-преобразование к последовательностям, входящим в выражение (9.19), можно это разностное уравнение представить в следующем виде:

$$Y(Z) = a_0X(Z) + a_1X(Z)Z^{-1} - b_1Y(Z)Z^{-1}. \quad (0.127)$$

Решение данного уравнения реализуется представленной на рис. 9.43 схемой цифрового фильтра 1-го порядка.

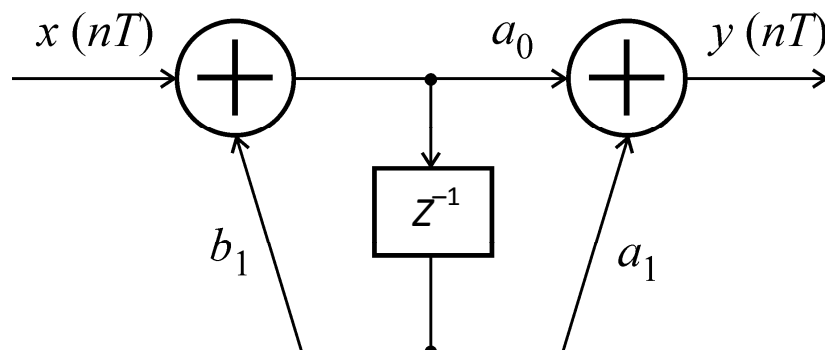


Рис. 9.43. Схема цифрового фильтра 1-го порядка

В схеме цифрового фильтра элемент, обозначенный Z^{-1} , выполняет задержку цифровой последовательности на один тактовый период T , числа, показанные на линиях, – коэффициенты, на которые умножаются соответствующие последовательности.

Решим выражение (9.22) относительно $Y(Z)$:

$$Y(Z) = \frac{a_0 + a_1 Z^{-1}}{1 + b_1 Z^{-1}} \cdot X(Z).$$

Отсюда передаточная функция цифрового фильтра 1-го порядка:

$$H(Z) = \frac{a_0 + a_1 Z^{-1}}{1 + b_1 Z^{-1}}. \quad (0.128)$$

Передаточная функция аналоговой цепи позволяет получать частотную характеристику цепи, для чего достаточно произвести в $H(S)$ замену S на $j\omega$.

Таким образом, $H(j\omega)$ представляет собой коэффициент передачи для гармоники входного сигнала частоты ω . Соответственно передаточная функция цифрового фильтра $H(Z)$ при подстановке вместо Z цифровой последовательности экспоненциального колебания $e^{j\omega T}$ позволяет определить $H(e^{j\omega T})$ – частотную характеристику цифрового фильтра, которая определяет коэффициент передачи линейной цифровой системы для входной цифровой последовательности, отображающей комплексное экспоненциальное колебаний $x(nT) = e^{jn\omega T}$. Так, частотная характеристика цифрового фильтра 1-го порядка, передаточная функция которого определяется выражением (9.23), имеет следующий вид:

$$H(e^{j\omega T}) = \frac{a_0 + a_1 e^{-j\omega T}}{1 + b_1 e^{j\omega T}}. \quad (0.129)$$

Для цифрового фильтра 2-го порядка разностное уравнение

$$y_n = a_0 x_n + a_1 x_{n-1} + a_2 x_{n-2} - b_1 y_{n-1} - b_2 y_{n-2}, \quad (0.130)$$

передаточная функция

$$H(Z) = \frac{a_0 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2}}{1 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2}}. \quad (0.131)$$

Функциональная схема такого цифрового фильтра показана на рис. 9.44.

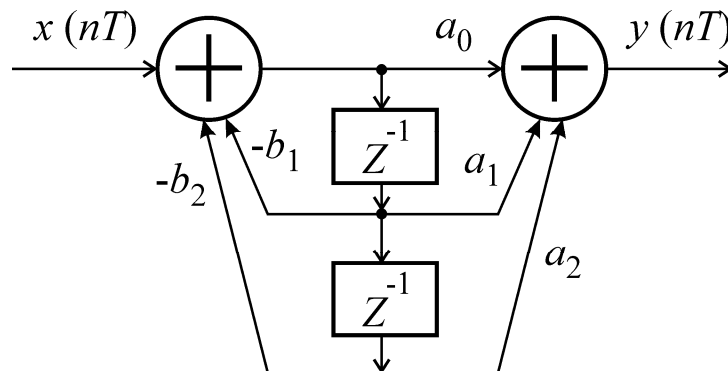


Рис. 9.44. Функциональная схема цифрового фильтра 2-го порядка

В общем случае разностное уравнение цифрового фильтра представляется выражением следующего вида:

$$y_n = \sum_{i=0}^M a_i x_{n-i} - \sum_{i=1}^N b_i y_{n-i}. \quad (0.132)$$

При $N = 0$ образуется некурсивный цифровой фильтр, характеризующийся тем, что отклик его представляется суммой числа членов входной последовательности $x(nT)$.

При $N > 0$ образуется рекурсивный цифровой фильтр, характеризующийся тем, что отклик представляется суммой некоторого числа членов входной последовательности $x(nT)$.

При $N > 0$ образуется рекурсивный цифровой фильтр с откликом, выражаемым суммой, в которой оказываются представленными не только члены входной цифровой последовательности, но и предыдущие члены выходной последовательности. Рекурсивные фильтры при определенных условиях могут быть неустойчивыми и значения в выходной последовательности могут неограниченно нарастать.

Общей форме разностного уравнения (9.27) соответствует следующее выражение передаточной функции:

$$H(Z) = \frac{a_0 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2} + \dots + a_M Z^{-M}}{1 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2} + \dots + b_N Z^{-N}}. \quad (9.28)$$

Обратим внимание на следующую особенность цифровых фильтров. Аналоговые фильтры физически реализуемы, если в их передаточных функциях степень полинома числителя не выше степени полинома знаменателя. Цифровые фильтры не представляют таких ограничений, и, таким образом, они могут иметь характеристики, добиться которых в аналоговых фильтрах невозможно.

Обратимся к вопросам, связанным с реализацией цифровых фильтров на МПУ. Они часто сталкиваются с необходимостью решения проблемы повышения быстродействия. Однокристальные универсальные микропроцессоры малоприспособлены для построения быстродействующих цифровых фильтров. Большее быстродействие достигается при использовании микропроцессоров с разрядно-модульной организацией.

10. МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СРЕДСТВА

Широкая автоматизация процессов в сферах производства, в научных исследованиях, эксплуатация оборудования с использованием средств вычислительной техники – все это является основным направлением интенсификации физического и интеллектуального труда человека, а также повышения производительности. Решение этой задачи требует подготовки инженеров в области автоматизации проектирования (устройств, систем, сетей), научных исследований (при моделировании процессов, сборе и обработке данных эксперимента, планирования эксперимента, постановке машинного эксперимента и т. д.) и управления (управления технологическими процессами, административно-организационного управления).

Основной технической базой автоматизации управления технологическими процессами являются специализированные микропроцессорные устройства (МПУ). Они являются предметом изучения на этапе базовой подготовки, предшествующей рассмотрению в специальных дисциплинах различных применений МПУ.

При изучении специализированных МПУ рассматриваются приемы проектирования как аппаратных, так и программных средств МПУ. Проектирование аппаратных средств требует знания особенностей микропроцессорных комплектов микросхем различных серий и функциональных возможностей микросхем, входящих в состав используемого комплекта, умения правильно выбрать серию. Проектирование программных средств требует знаний, необходимых для выбора метода и алгоритма решения задач, входящих в функции МПУ, для составления программы (часто с использованием языков низкого уровня – языка кодовых комбинаций, языка Ассемблера), а также умения использовать средства отладки программ. Всем этим вопросам и посвящена данная глава.

В данном учебном пособии рассматриваются МПУ на основе универсальных микропроцессорных комплектов (МПК). Вопросы использования специализированных МПК, ориентированных на цифровую обработку сигналов, не освещены в связи с тем, что их изложение при ограниченном объеме книги потребовало бы сокращения представленного в ней материала.

10.1. Принципы построения процессоров

Как известно, обработка информации может выполняться двумя методами: аналоговым, при котором участвующие в обработке величины представляются в аналоговой форме (обычно уровнями напряжения либо тока), или цифровым, при котором величины представляются в цифровой форме и сама обработка сводится к последовательности действий (операций) над числами [26].

В зависимости от используемого метода обработки различают *два типа аппаратуры*: **аналоговую**, в которой используется аналоговый метод обработки, и **цифровую**, в которой применяется цифровой метод обработки. В цифровой аппаратуре основным устройством, в котором непосредственно выполняется обработка, является процессорное устройство.

Рассмотрим характерные особенности указанных методов обработки информации.

В **аналоговой аппаратуре** обработка информации заключается в преобразованиях между токами и напряжениями вида $u_L = L di_L / dt$, $i_C = C du_C / dt$, $u_r = ri_r$, выполняемых соответственно индуктивными, емкостными, резистивными элементами, в изменении масштаба $u_2 = ku_1$, а также в нелинейных преобразованиях $u_2 = f(u_1)$. При этом каждый элемент аналогового устройства в каждый момент времени находится в состоянии активного выполнения характерных для этих элементов операций; таким образом, имеет место параллельное выполнение операций во всех элементах устройства.

В показанном на рис. 10.1, а простейшем аналоговом устройстве на выходе формируется величина $u_C(t)$, являющаяся решением следующего дифференциального уравнения:

$$\frac{du_C(t)}{dt} + \frac{1}{rC} u_C(t) = \frac{1}{rC} e(t). \quad (0.133)$$

На рис. 10.1, б показан график функции $u_C(t)$ при некоторой конкретной форме входного воздействия $e(t)$.

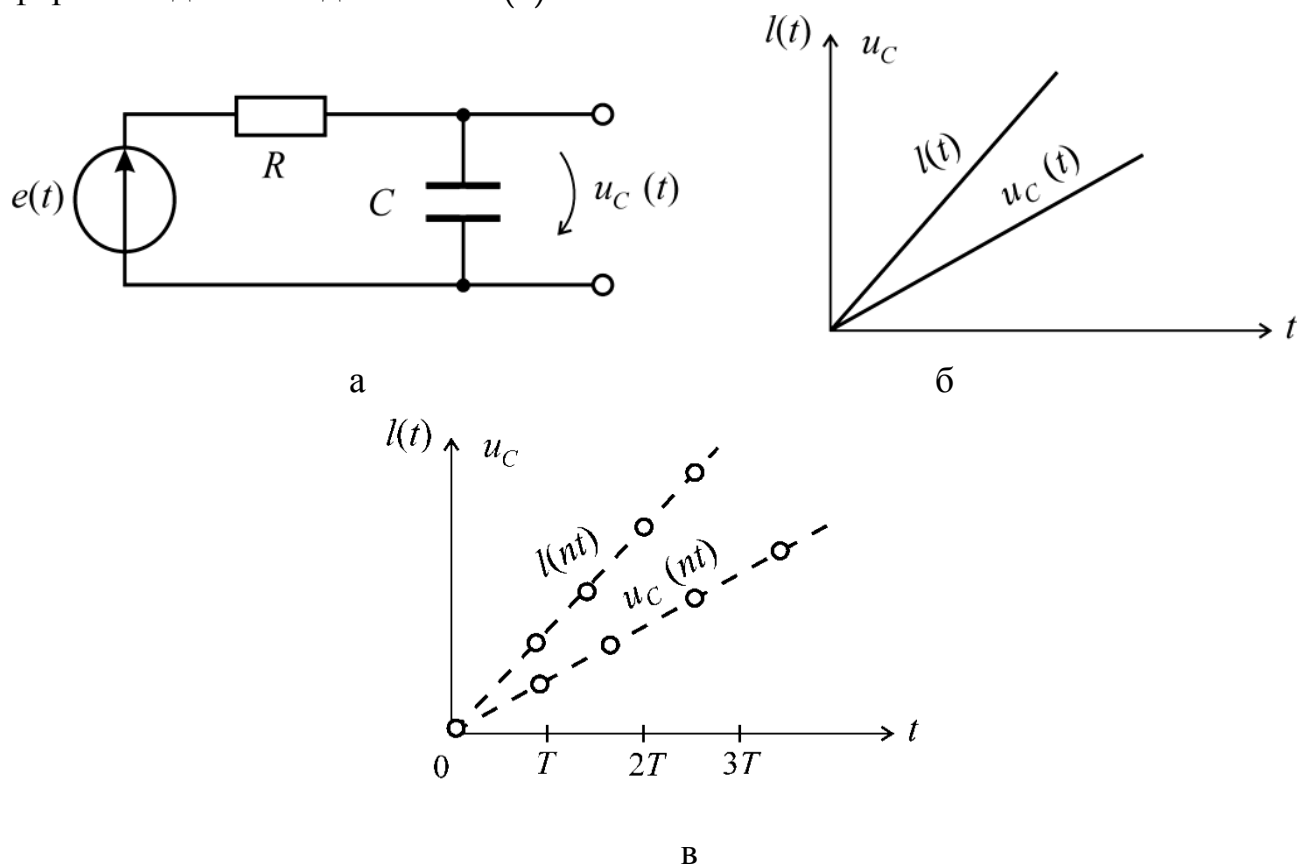


Рис. 10.1. Аналоговое устройство:

а – цепь RC; б – непрерывная аналоговая форма воздействия и отклика цепи; в – дискретная форма воздействия и отклика цепи

Рассмотрим решение дифференциального уравнения (10.1) **цифровым методом**. Одна из особенностей решения цифровым методом состоит в том, что оно может быть получено для дискретных моментов времени – некоторой последовательности моментов времени, например, следующих с интервалом T (рис. 10.1, в). Интервал времени T назовем шагом интегрирования и решения дифференциального уравнения, получаемые для моментов времени, следующих с интервалом T , обозначим ..., $u_C(nT)$, $u_C(nT + T)$, $u_C(nT + 2T)$, ...

Представим входящую в выражение (10.1) производную следующим приближением для момента $t = nT$:

$$\left. \frac{du_C(t)}{dt} \right|_{t=nT} \approx \frac{u_C(nT + T) - u_C(nT)}{T}.$$

После подстановки в уравнение и некоторых очевидных преобразований получим:

$$u_C(nT + T) = k_1 u_C(nT) + k_2 e(nT), \quad (0.134)$$

где $k_1 = 1 - T / rC$; $k_2 = T / rC$ – константы.

Выражение (10.2) представляет собой так называемую разностную форму дифференциального уравнения (10.1). Этим выражением пользуются как рекуррентным: по известным значениям $u_C(nT)$, $e(nT)$ вычисляется $u_C(nT + T)$; затем по значениям $u_C(nT + T)$, $e(nT)$; затем по значениям $u_C(nT + T)$ и $e(nT + T)$; затем по значениям с помощью того же выражения вычисляется $u_C(nT + 2T)$ и т. д.

На рис. 10.2 представлен алгоритм задачи в форме схемы. Вычислительный процесс носит циклический характер. При каждом исполнении предусмотренных блоками 1–5 действий вычисляется очередное значение выходной величины.



Рис. 10.2. Схема алгоритма при цифровом методе анализа процесса в RC -цепи

Для хранения входящих в выражение (10.2) величин в процессорном устройстве используем регистры: регистр R_0 – для формирования в нем вычисляемого в данном шаге интегрирования значения $u_C(nT + T)$; регистр R_1 – для хранения вычисленного в предыдущем шаге интегрирования значения $u_C(nT)$; регистры R_2 и R_3 – для хранения соответственно k_1 и k_2 ; регистр R_4 – для хранения промежуточных результатов.

Рассмотрим операции, выполняемые в отдельных блоках. В блоке 1 производится прием очередного значения e в регистр R_4 . Блок 2 формирует в регистре R_0 значение второго слагаемого выражения (10.2). Блок 3 вычисляет значение первого слагаемого этого выражения, и оно затем в блоке 4 прибавляется к содержимому регистра R_0 . При этом в регистре R_0 образуется вычисленное значение выходной величины $u_C(nT + T)$, которое блоком 5 выдается. Блок 6 производит подготовку к следующему повторению цикла для вычисления $u_C(nT + 2T)$. В правой части выражения (10.2) производится

необходимая замена $u_C(nT)$ на $u_C(nT + T)$ в регистр R_1 , ранее хранивший $u_C(nT)$. Далее происходит переход к блоку 1 и очередное повторение цикла.

Таким образом, для получения одного значения выходной величины требуется выполнения большого числа операций (в отличие от аналоговой цепи, где операции во всех элементах выполняются параллельно), что затрудняет достижения высокого быстродействия. Кроме того, при цифровом методе обработки возникает необходимость в большом количестве относительно сложных узлов (регистров, сумматора, множительного устройства и др.), а также в устройстве, координирующем их работу.

Однако цифровые методы по сравнению с аналоговыми имеют ряд достоинств: возможность обеспечения любой требуемой точности обработки, высокая помехозащищенность, высокая стабильность характеристик обработки, возможность выполнения таких видов обработки, которые аналоговыми методами трудно выполнить, либо они вовсе невыполнимы.

Аппаратурная сложность цифровых устройств прежде приводила к высокой стоимости, большим габаритам и массе, высокому потреблению энергии, в связи с чем цифровые методы в большинстве случаев оказывались неприемлемыми для практического использования. Ситуация изменилась благодаря достижениям микроэлектроники, обеспечивающей в одной микросхеме упаковку тысяч и десятков тысяч элементов. В настоящее время цифровые устройства имеют низкую стоимость, малые габаритные размеры, массу, низкое потребление энергии. Это объясняет их широкое использование в тех случаях, когда они могут обеспечить требуемую скорость обработки.

Общая структура процессора синтезируется в виде соединения двух устройств: операционного и управляющего (рис. 10.3).

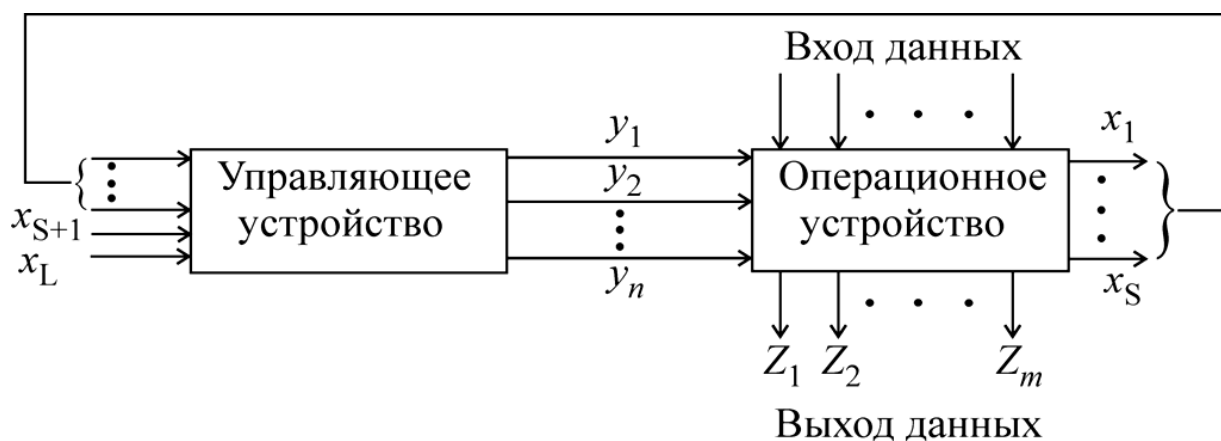


Рис. 10.3. Структура процессора

Операционное устройство (ОУ) – устройство, в котором выполняются операции. Оно включает в себя в качестве узлов регистры, сумматор, каналы передачи информации, мультиплексоры для коммутации каналов, шифраторы, дешифраторы и т. д. Управляющее устройство координирует действия узлов ОУ; оно вырабатывает в определенной временной последовательности управляющие сигналы, под действием которых в узлах ОУ выполняются требуемые действия.

Процесс функционирования ОУ распадается на последовательность элементарных действий в его узлах. Такими элементарными действиями могут быть:

- 1) установка регистра в некоторое состояние (например, запись в регистр R_1 числа 0, обозначаемая $R_1 \leftarrow 0$);
- 2) инвертирование содержимого разрядов регистра (например, если регистр R_2 содержал двоичное число 101101, то после инвертирования его содержимое будет равно 010010, такое действие обозначают $R_2 \leftarrow (\bar{R}_2)$);
- 3) пересылка содержимого одного узла в другой (например, пересылка содержимого регистра R_2 в регистр R_1 , обозначаемая $R_1 \leftarrow (R_2)$);
- 4) сдвиг содержимого узла влево, вправо (например, сдвиг на один разряд влево содержимого регистра R_1 , обозначаемый $R_1 \leftarrow C_{\text{дв}} \mathcal{L}(R_1)$);
- 5) счет, при котором число в счетчике (регистре) возрастает или убывает на единицу ($Cr \leftarrow (Cr) \pm 1$);
- 6) сложение (например, $R_2 \leftarrow (R_2) + (R_1)$);
- 7) сравнение содержимого регистра с некоторым числом, результат сравнения – логическая 1 (в случае выполнения равенства) либо логический 0 (в случае невыполнения равенства);
- 8) некоторые логические действия (поразрядно выполняемые операции конъюнкции, дизъюнкции и др.).

Каждое такое элементарное действие, выполняемое в одном из узлов ОУ в течение одного тактового периода, называется **микрооперацией**.

В определенные тактовые периоды одновременно могут выполняться несколько микроопераций, например $R_2 \leftarrow 0$, $Cr \leftarrow (Cr) - 1$. Такая совокупность одновременно выполняемых микроопераций называется **микрокомандой**, а весь набор микрокоманд, предназначенный для решения определенной задачи, – **микропрограммой**.

Таким образом, если в ОУ предусматривается возможность исполнения n различных микроопераций, то из управляющего устройства выходят n управляющих цепей, каждая из которых соответствует определенной микрооперации.

Существует *два принципиально разных подхода к проектированию микропрограммного автомата управляющего устройства*: использование принципа схемной логики или использование принципа программируемой логики.

В первом случае в процессе проектирования подбирается некоторый набор цифровых микросхем (обычно средней степени интеграции) и определяется такая схема соединения для выводов, которая обеспечивает требуемое функционирование (т. е. функционирование процессора определяется тем, какие выбраны микросхемы и по какой схеме выполнено соединение их выводов).

Устройства, построенные на таком принципе схемной логики, способны обеспечивать наивысшее быстродействие при заданной технологии элементов. Недостаток этого типа построения процессора состоит в трудности использования последних достижений микроэлектроники – интегральных микросхем большой и сверхбольшой степени интеграции (БИС и СБИС). Это связано с тем, что при использовании схемного принципа каждый разрабатываемый процессор окажется индивидуальным по схемному построению и потребует изготовления индивидуального типа БИС. Тогда выпускаемые промышленностью БИС окажутся узкоспециализированными, число выпускаемых типов БИС будет большим, а потребность в каждом типе БИС окажется низкой. Выпуск многих типов БИС малыми сериями по каждому типу для промышленности окажется экономически невыгодным.

Эти обстоятельства заставляют обратиться к другому подходу в проектировании цифровых устройств, основанному на использовании принципа программируемой логики. Этот подход предполагает построение с использованием одной или нескольких БИС некоторого универсального устройства, в котором требуемое функционирование (т. е. их специализация) обеспечивается занесением в память устройства определенной программы (или микропрограммы). В зависимости от введенной программы такое универсальное управляющее устройство способно обеспечить требуемое управление операционным устройством при решении самых различных задач. В этом случае число типов БИС, необходимых для построения управляющего устройства, небольшое, а потребность в БИС каждого типа высока. Это обеспечивает целесообразность их выпуска промышленностью.

До сих пор речь шла о построении управляющих устройств процессоров. Теперь рассмотрим условия для широкого использования БИС при построении операционных устройств процессоров. Можно построить операционное устройство с таким набором узлов и такой схемой их соединения, которое обеспечивает решение разнообразных задач. Задача, решаемая таким универсальным операционным устройством зависит от того, какая микропрограмма хранится в управляющем устройстве. Таким образом, независимо от решаемой задачи может быть использовано одно и то же операционное устройство. Благодаря тому, что потребность в таких устройствах окажется высокой, они могут быть построены с использованием БИС.

Следует однако иметь в виду, что наивысшее быстродействие достигается в процессах, в которых управляющее устройство строится с использованием принципа схемной логики, а операционное устройство выполняется в виде устройства, специализированного для решения конкретной задачи.

Набор БИС, обеспечивающих построение цифровых устройств, образует микропроцессорный комплект (МПК). Он представляет собой комплекты БИС, позволяющие совместно со сравнительно небольшим числом микросхем средней и малой степени интеграции создавать миниатюрные вычислительные устройства для разнообразных применений. Устройства, реализуемые с использованием МПК, – микропроцессорные устройства (МПУ).

Если в устройстве, построенном на принципе схемной логики, всякое изменение или расширение выполняемых функций влечет за собой демонтаж устройства и монтаж устройства по новой схеме, то в случае МПУ благодаря использованию принципа программируемой логики такое изменение достигается заменой хранящейся в памяти программы новой программой, соответствующей новым выполняемым устройством функциям. Такая гибкость применений вместе с другими связанными с использованием БИС достоинствами (низкой стоимостью, малыми габаритами), а также высокая точность и помехозащищенность, характерные для цифровых методов, обусловили бурное внедрение МПУ в различные сферы производства, научные исследования и бытовую технику.

Микропроцессорные устройства в свою очередь обеспечили широкое использование цифровых методов в различных технических применениях, а размах внедрения этих новых методов рассматривается как революция в технике.

10.2. Полупроводниковые запоминающие устройства

Для хранения небольших массивов кодовых слов могут использоваться регистры. Но уже при необходимости хранить десятки слов применение регистров приводит к неоправданно большим аппаратным затратам. Для хранения больших массивов слов строят запоминающие устройства (ЗУ) с использованием специальных микросхем, в каждой из которых может храниться информация объемом в тысячи бит.

По *выполняемым функциям* различают следующие **типы ЗУ**: оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), постоянно запоминающее устройство (ПЗУ), перепрограммируемое постоянно запоминающее устройство (ППЗУ).

Оперативное ЗУ предназначено для использования в условиях, когда необходимо выбирать и обновлять хранимую информацию в высоком темпе работы процессора цифрового устройства.

Вследствие этого в ОЗУ предусматриваются три режима работы: режим хранения при отсутствии обращения к ЗУ, режим чтения хранимых слов и режим записи новых слов. При этом в режимах чтения и записи ОЗУ должно функционировать с высоким быстродействием (обычно время чтения и записи слов в ОЗУ составляет доли микросекунды). В микропроцессорных устройствах ОЗУ используются для хранения данных (исходных данных, промежуточных и конечных результатов обработки данных).

Постоянное ЗУ предназначено для хранения некоторой однажды записанной в него информации, не нарушаемой и при отключении источников питания. В ПЗУ предусматриваются два режима работы: режим хранения и режим чтения с высоким быстродействием. Режим записи не предусматривается. Используются ПЗУ для хранения программ, по которым микропроцессорные устройства функционируют длительное время, многократно выполняются действия по одному и тому же алгоритму при различных исходных данных.

Программируемое ПЗУ в процессе функционирования микропроцессорного устройства используется как ПЗУ. Оно отличается от ПЗУ тем, что допускает обновление однажды занесенной информации, т. е. в нем предусматривается режим записи. Однако в отличие от ОЗУ запись информации требует отключения ППЗУ от микрополоскового устройства, которое производится с использованием специальных предназначенных для записи устройств (программаторов) и занимает длительное время, достигающее десятков минут. Перепрограммируемые ПЗУ дороже ПЗУ, и их применяют в процессе отладки программы, после чего их можно заменить более дешевыми ПЗУ.

ЗУ содержит некоторое число N ячеек, в каждой из которых может храниться слово с определенным числом разрядов M . Ячейки последовательно нумеруются двойными числами. Номер ячейки называется адресом. Если для представления адресов используются комбинации m -разрядного двоичного кода, то число ячеек в ЗУ может составить $N = 2^m$.

Количество информации, которое может храниться в ЗУ, определяет его **емкость**. Емкость можно выражать числом ячеек N с указанием разрядности n хранимых в них слов в форме $N \times n$, либо ее можно определять произведением N и n : $M = N \cdot n$ бит. Часто разрядность ячеек выбирают кратной байту (1 байт равен 8 битам). Тогда и емкость удобно представить в байтах. Большие значения емкости часто выражаются в единицах: $K = 2^{10} = 1024$. Например, $M = 64$ Кбайт обозначает емкость, равную $M = 64 \cdot 1024$ байт = $64 \cdot 1024 \cdot 8$ бит.

Быстродействие ЗУ характеризуется двумя параметрами: временем выборки t_B , представляющим собой интервал времени между моментом подачи сигнала выборки и появлением считанных данных на выходе, и циклом записи $t_{цз}$, определяемым минимально допустимым временем между моментом подачи сигнала выборки при записи и моментом, когда допустимо последующее обращение к памяти.

Запоминающие устройства состоят из набора однотипных микросхем ЗУ с определенным их соединением. Каждая микросхема ЗУ, кроме времени обращения и емкости, характеризуется потребляемой мощностью, набором питающих напряжений, типом корпуса (числом выводов). Микросхемы ППЗУ дополнительно характеризуются временем хранения записанной в них информации (по истечении которого хранящаяся в ячейках информация может самопроизвольно измениться), допустимым количеством циклов переписи (после чего микросхема считается негодной для использования).

10.3. Микропроцессорные устройства на основе МПК серии КР580

Микропроцессорный комплект серии КР580 содержит набор БИС для построения микропроцессорных устройств относительно невысокого быстродействия, работающих с тактовой частотой до 2,5 МГц. В основном, на МПК данной серии строятся микропроцессорные устройства, решающие задачи, связанные с управлением разнообразными технологическими процессами.

Комплект имеет следующие особенности. В нем предусмотрена БИС центрального процессора, содержащая в одной микросхеме операционное и управляющее устройства. Это существенно упрощает построение микропроцессорного устройства. Кроме того, из соображений упрощения программирования для управления микросхемами МПК применяется фиксированный набор команд. Использование такого фиксированного набора команд, облегчая составление программ, в то же время является фактором, снижающим быстродействие микропроцессорного устройства. Это связано с тем, что предлагаемый пользователю стандартный набор может оказаться плохо приспособленным для описания действий, требуемых для решения конкретной задачи.

Все микросхемы, входящие в состав МПК, выполнены по *n*МДП-технологии, однако входные и выходные сигналы соответствуют уровням логических схем ТТЛ-технологии. Это упрощает переходы между микросхемами серии КР580 и микросхемами ТТЛ-технологии любых серий. Следовательно, не возникает трудностей, если при построении микропроцессорного устройства используются также некоторые микросхемы ТТЛ-технологии, имеющие широкое применение.

Микросхемы МПК КР580 и их функции представлены в справочнике [27].

Микросхемы характеризуются следующими параметрами:

- температурный диапазон: КР58 от -10 до $+70$ °С; КР580 от -60 до $+85$ °С;
- потребляемая мощность: $KP580K80 \leq 1,25$ Вт; $580BM80 \leq 1,7$ Вт; остальные БИС $\leq 0,7$ Вт;
- напряжение питания: КР580ИК8, 580BM80 $+5$, $+12$, -5 В, остальные БИС $+5$ В;
- допустимое отклонение напряжения: КР580 ± 5 %; КР580 ± 10 %;
- нагрузочная способность каждого выхода БИС – один вход элемента ТТЛ;
- время спада и нарастания входных напряжений на выходах БИС ≤ 30 нс.

На рис. 10.4 приведена **структурная схема БИС КР580ИК80**.

Она содержит: регистры данных, арифметическо-логическое устройство (АЛУ), регистр признаков (РП), блок управления, буферы.

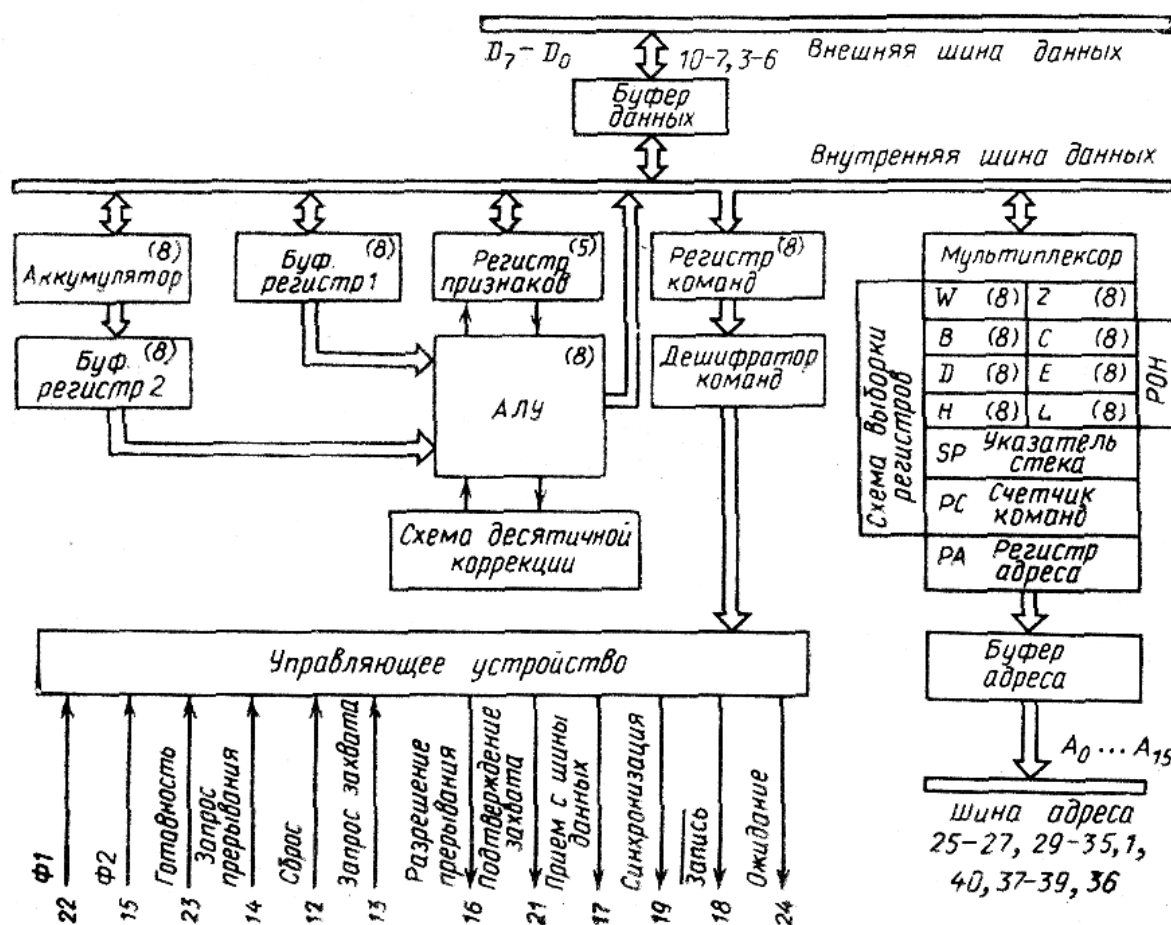


Рис. 10.4. Структурная схема БИС КР580ИК80

10.4. Микропроцессорные устройства на основе МПК серии КР1810

Микропроцессорный комплект серии КР1810 представляет собой развитие МПК серии КР580. В комплект входят следующие микросхемы: КР1810ВМ86 – 16-разрядный микропроцессор, КР1810ГФ84 – тактовый генератор, КР1810ВГ86 – контроллер шин, КР1810ВН59А – контроллер прерываний, КР1810ВБ89 – арбитр шины.

По сравнению с микропроцессором КР580ИК80, микропроцессор КР1810ВМ отличается следующими параметрами:

- при сохранении той же технологии ПМДП достигнута более высокая степень интеграции (на кристалле размером $5,5 \times 5,5$ м размещено около 30 000 транзисторных структурных структур);

- уменьшена задержка в логических элементах и тактовая частота повышена до 5–8 МГц; благодаря повышению тактовой частоты и совершенствованию структуры производительность микропроцессора повышается примерно на порядок;

- расширена разрядность шины данных и тем самым обеспечена возможность выполнения операций обмена и обработки над 16-разрядными данными;
- расширена разрядность адреса до 20 и, таким образом, обеспечена возможность адресации памяти емкостью до 1 Мбайта;
- расширен набор команд.

На рис. 10.5 приведена **структурная схема микропроцессора КР1810ВМ86**. По общему функциональному назначению узлы схемы можно разбить на три части: операционное устройство, устройство сопряжения с шиной и управляющее устройство. В операционном устройстве выполняются команды, т. е. действия, связанные с обработкой данных; в устройстве сопряжения с шиной – действия, связанные с формированием адресов, по которым производится обращение в оперативную память, вызов команд и их хранение до начала выполнения; управляющее устройство формирует сигналы управления операционного устройства и устройства сопряжения с шиной.

Из рис. 10.5 видно, что структурная схема содержит: регистры операционного устройства, регистры устройства сопряжения с шиной, формирование адреса операнда, регистр признаков, блок регистров очереди команд.

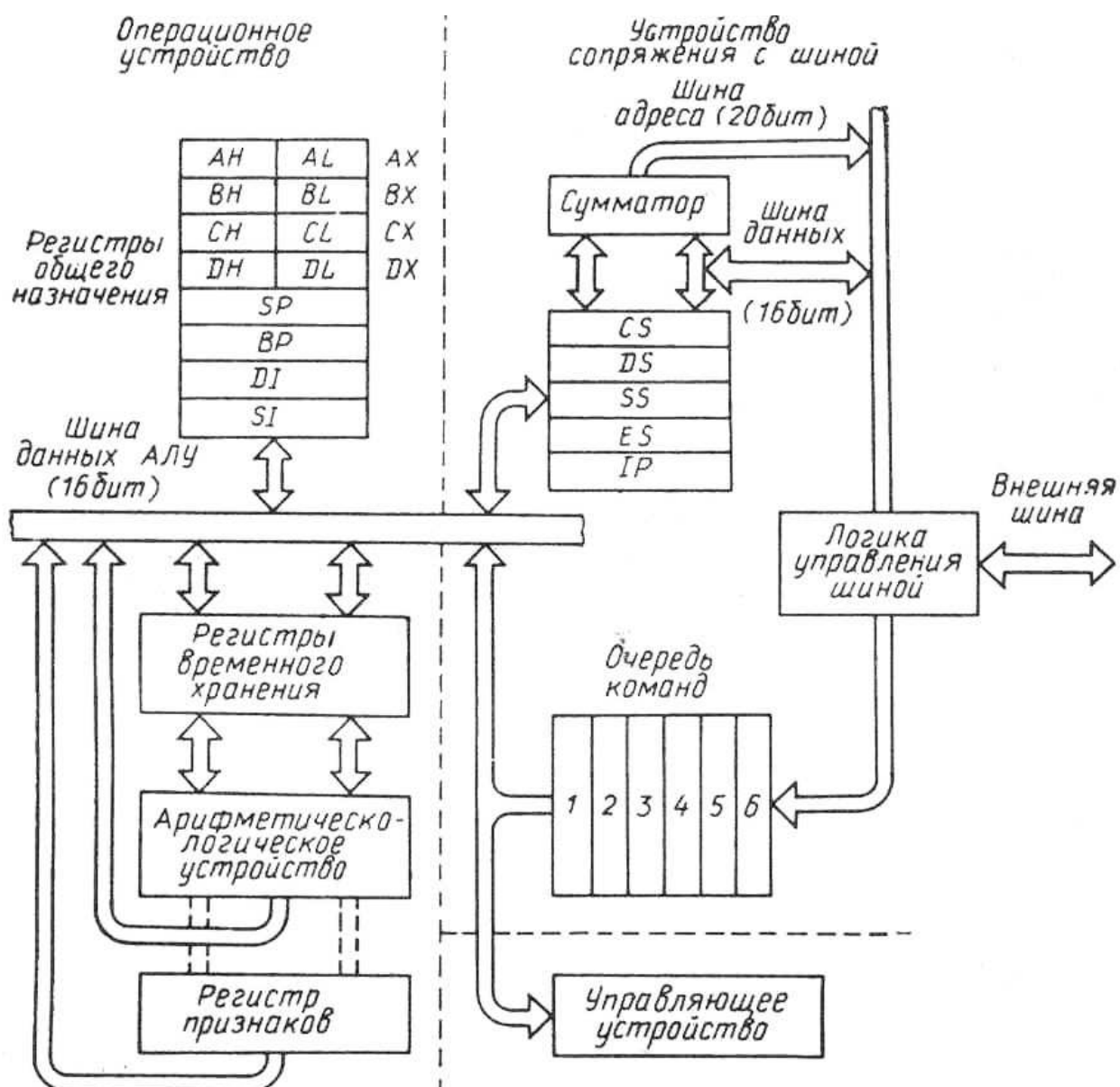


Рис. 10.5. Структурная схема микропроцессора КР1810ВМ86

10.5. Микропроцессорные устройства на основе серии К589

Центральный процессорный элемент (ЦПЭ) предназначен для обработки двухразрядных данных. При построении операционного устройства с большим числом разрядов объединяется соответствующее число микросхем ЦПЭ. Микропроцессорный комплект серии К589 предназначен для построения микропроцессорных устройств высокого быстродействия с тактовой частотой до 10 МГц. Напряжение питания $5 \text{ В} \pm 5\%$ и допустимый диапазон рабочих температур: от -10 до $+70^\circ\text{C}$.

Структурная схема ЦПЭ К589ИК02 приведена на рис. 10.6. В схеме применено 16-разрядное операционное устройство со сквозной передачей переносов (рис. 10.7). Это увеличивает быстродействие и помехозащищенность МПУ в целом.

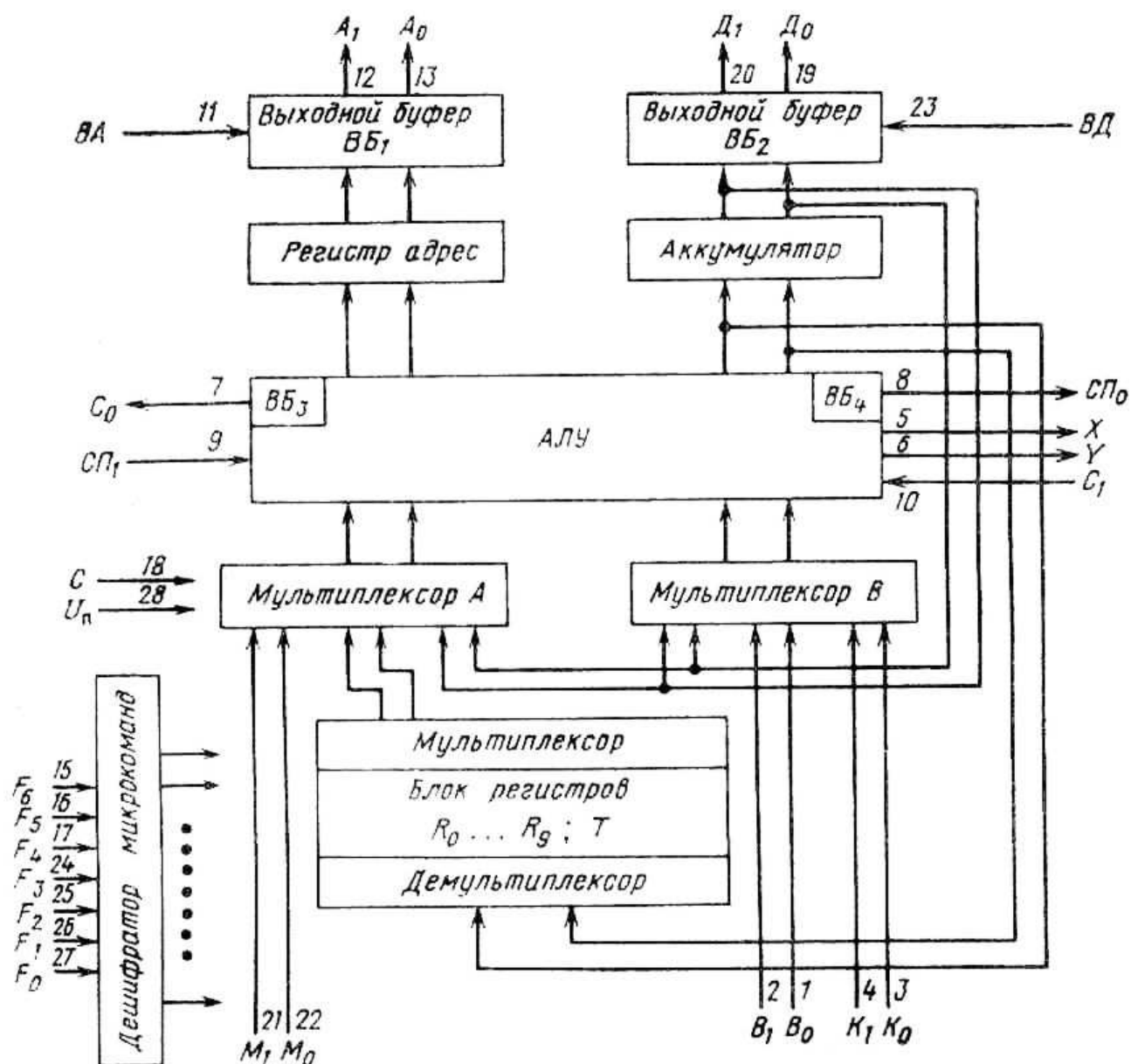


Рис. 10.6. Структурная схема ЦПЭ К589ИК02

Из рис. 10.6 и рис. 10.7 видно, что структурная схема содержит: дешифратор микрокоманд, АЛУ, мультиплексоры, демультимплексор, устройства сопряжения с шиной, регистры, выходные буферы, ЦПЭ, аккумулятор.

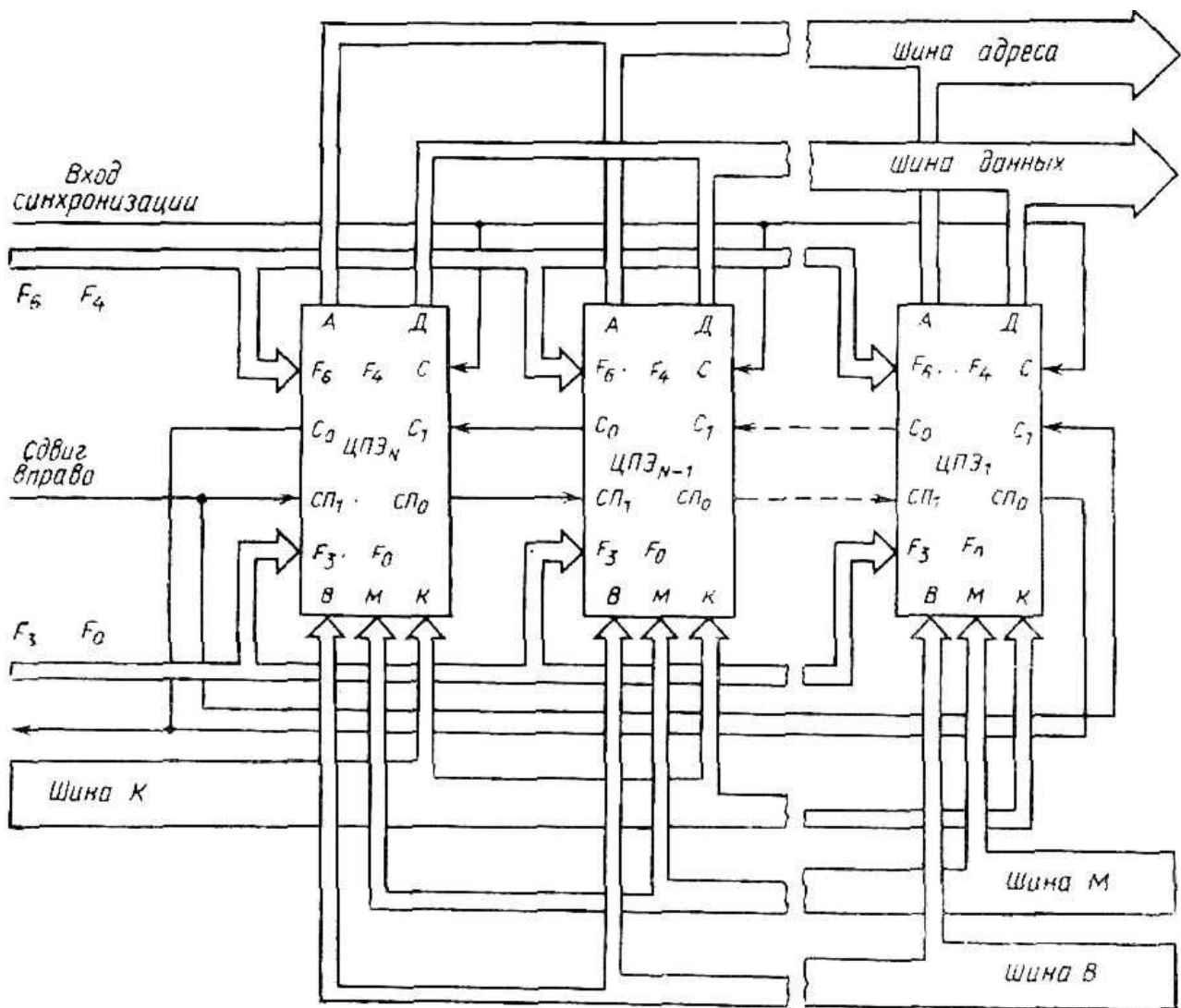


Рис. 10.7. Схема объединения ЦПЭ с последовательной передачей переносов

10.6. Диагностика микропроцессорных устройств

Процесс разработки МПУ можно представить последовательностью этапов, показанных на рис. 10.8.

На этапе составления технического задания формулируются требования к МПУ и решаемым задачам. Затем на этапе разработки возможно одновременное выполнение работ по разработке программных и аппаратных средств. В процессе разработки программных средств производится формализация решаемых МПУ задач и построение алгоритма решения; затем составляется программа путем описания алгоритма с использованием некоторого языка программирования (языка кодовых комбинаций, языка Ассемблера и др.). Составленная программа, вероятней всего, будет содержать ошибки (их, как правило, не удастся избежать и опытным разработчикам программных средств), требуется выявить и устранить ошибки, т. е. отладить программу.

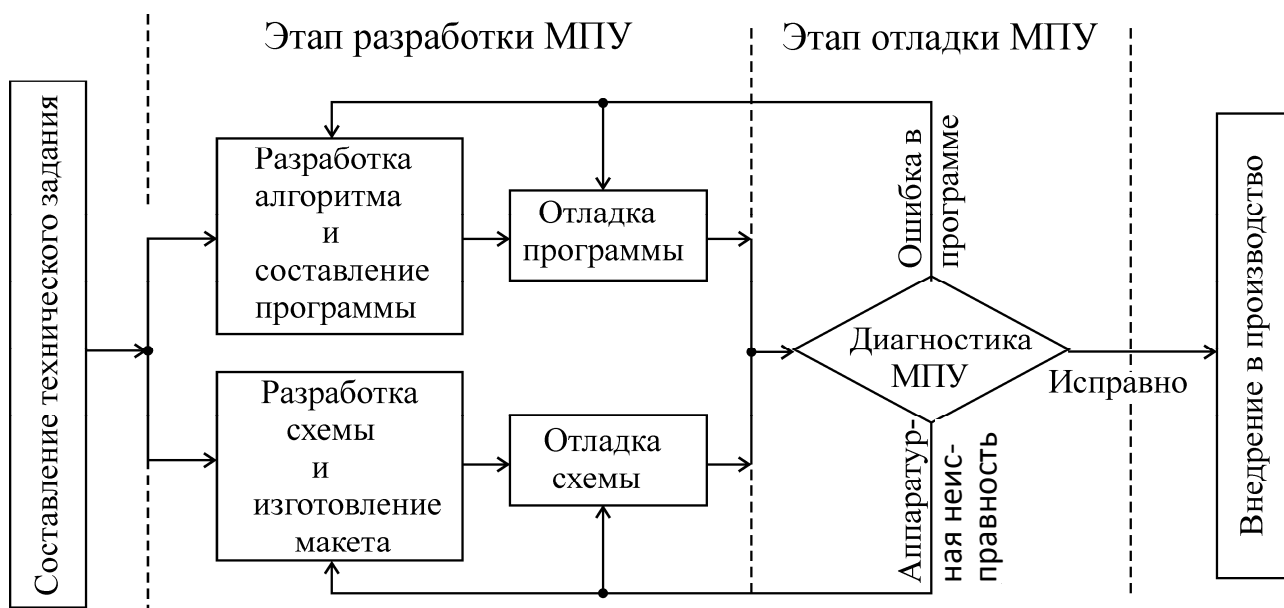


Рис. 10.8. Процесс разработки микропроцессорных устройств

Тем временем разработчики аппаратных средств могут производить разработку схемы МПУ, определяя состав блоков, структурную и принципиальную схемы МПУ, по построенной принципиальной схеме могут производить сборку макета и его испытание для выявления и устранения неисправностей, т. е. осуществлять отладку схемы.

Разумеется, нельзя рассматривать процессы разработки программных и аппаратных средств совершенно независимыми. В выборе структурной схемы МПУ должны принимать участие разработчики программных средств, а в ходе разработки программных средств может выявиться необходимость во внесении изменений в схему МПУ.

Отладка порознь программных и аппаратных средств МПУ не всегда обеспечивает их правильное функционирование. На этапе отладки МПУ производится проверка работы и выявление неисправностей в комплексе. При этом в память макета МПУ вводится полученная на этапе разработки программа и производится процесс решения задач, для выполнения которых предназначено МПУ, во всех (либо в большинстве) возможных ситуациях, которые могут иметь место на практике. При этом могут обнаружиться погрешности как в программных, так и в аппаратных средствах МПУ, оставшиеся невыявленными на этапе разработки.

Далее окончательно отлаженное МПУ поступает в производство, где его функционирование также должно подвергаться проверке.

Из сказанного очевидно, что в проектировании (а также в производстве и эксплуатации) МПУ значительное место занимают процессы отладки. Разработчики пользуются специальными отладочными средствами, облегчающими контроль правильности функционирования МПУ (либо отдельных его частей) и в случае неверного функционирования отыскание неисправностей. Ниже рассматриваются присты построения таких средств. Причем использование отдельных видов средств эффективно на определенных

этапах разработки МПУ. Средства **системного программного обеспечения** используются для трансляции программ, языка кодовых комбинаций и ее отладки. С помощью логических анализаторов можно указать место неисправностей с точностью до блока. Для выявления неисправного элемента (микросхемы) блока удобно применять сигнатурный анализатор.

11. МИКРОРАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРОМЫШЛЕННЫЕ ПРИБОРЫ

Изучение микрорадиоэлектронных промышленных приборов базируется на общетеоретических дисциплинах «Промышленная электроника» а также на дисциплинах, связанных с вычислительной техникой, теорией электронных цепей непрерывного и импульсного действия, на основах автоматики.

11.1. Логические функции

В современных устройствах обработки цифровой информации используются два класса переменных: **числа** и **логические переменные**. Числа несут информацию о количественных характеристиках системы или представляют возможность производить арифметические действия. Логические переменные определяют состояние системы или принадлежность к определенному классу состояний. Логическая переменная может принимать одно из двух значений: истинно или ложно; для краткости их обозначают обычно символами 1 или 0, не вкладывая в них смысла количества.

Логические зависимости записывают в виде $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$. Здесь x, y – логические переменные, которые могут принимать значение 0 или 1. Переменные x_i по аналогии с алгебраическими выражениями называют *аргументами*, y – их *функциями*.

11.2. Логические элементы и их применение

Логический элемент – простейшее устройство ЭВМ, выполняющее одну определенную *логическую операцию* над входными сигналами согласно правилам алгебры логики. Широко распространены логические элементы из сочетаний элементов: *НЕ – И*, *НЕ – ИЛИ*.

Ниже представлены несколько схем логических элементов. На рис. 11.1 показан логический элемент *НЕ*, а на рис. 11.2 – базовые элементы.

В настоящее время имеется большое количество семейств цифровых интегральных схем, которые отличаются особенностями схематического выполнения и типами применяемых полупроводниковых элементов. Наибольшее распространение в современной цифровой микросхемотехнике получили следующие семейства интегральных схем: ДТЛ – *диодно-транзисторная логика*; ЭСЛ – *эмиттерно-связанная логика*; ТТЛ – *транзисторно-транзисторная логика*; И²Л – *интегральная инжекционная логика*.

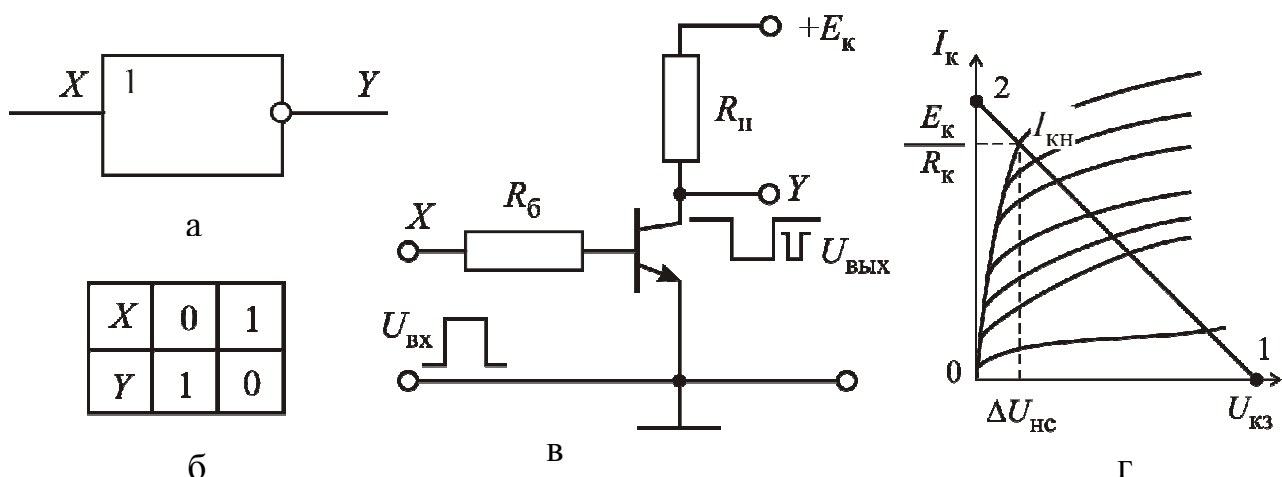


Рис. 11.1 Логический элемент НЕ:

а – условное обозначение; б – таблица истинности; в – транзисторный ключ; г – характеристики ключа

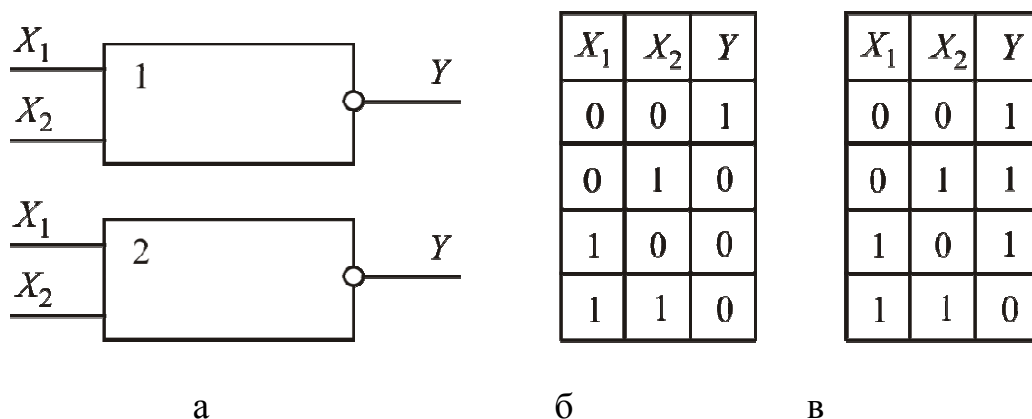


Рис. 11.2. Базовые элементы:

а – ИЛИ – НЕ; б – И – НЕ; в, г – соответствующие им таблицы истинности

Ниже рассматриваются конкретные логические интегральные триггеры.

Структурно **интегральные триггеры** состоят из *собственно триггера* и схемы управления его входами (входной логики). В зависимости от принципа построения входной логики получают триггеры с разными функциональными возможностями: триггеры типов RS, D, T, JK («жи-ка») и др. По способу управления триггеры делятся на *асинхронные* и *синхронные (тактируемые)*. Переключение асинхронных триггеров происходит непосредственно с поступлением входного сигнала на *информационный вход*. Синхронные триггеры имеют дополнительный *тактовый вход C* (C – clock – фиксация времени), и их опрокидывание происходит только при одновременном поступлении входного и *тактового* импульсов. Различают *однотактовые* (обозначение T) и *двухтактные*, или *двуступенчатые* (обозначение TT) триггеры. Однотактовые триггеры переключаются по переднему фронту тактового импульса, а двухтактные – по его заднему фронту.

На рис. 11.3 показан простейший аналог **RS-триггера** с инверсным входом.

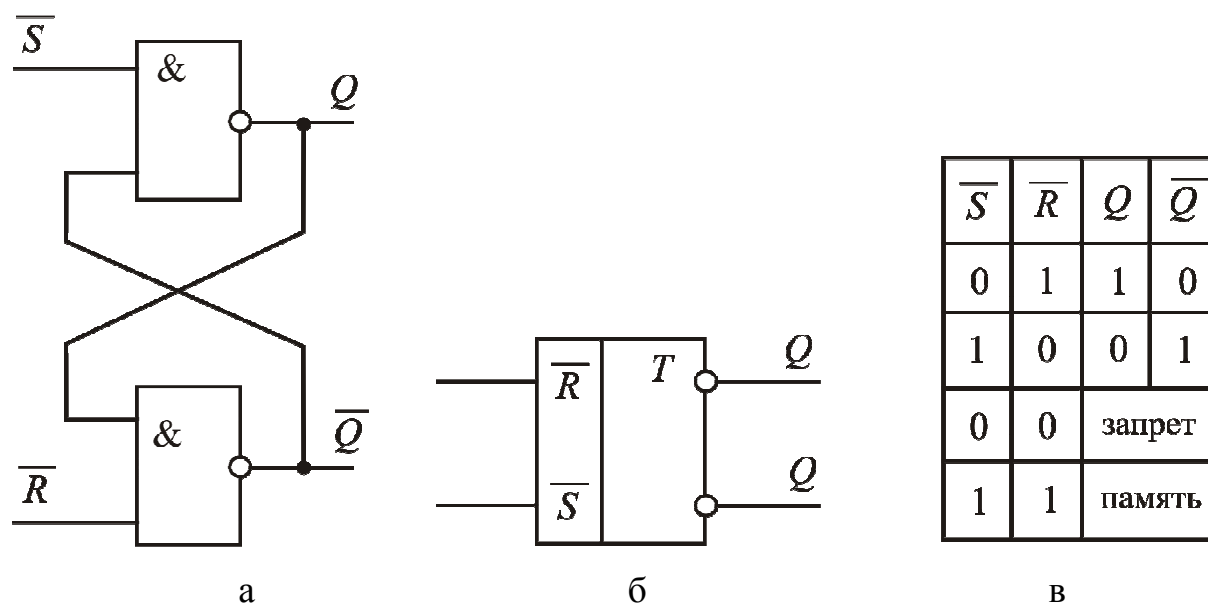


Рис. 11.3. RS-триггер с инверсными входами:
а – схема; б – условное обозначение; в – таблица истинности

T-триггер часто называют *счетным*, он имеет только один информационный вход T (рис. 11.4, а), и его переключение происходит в момент поступления очередного входного импульса.

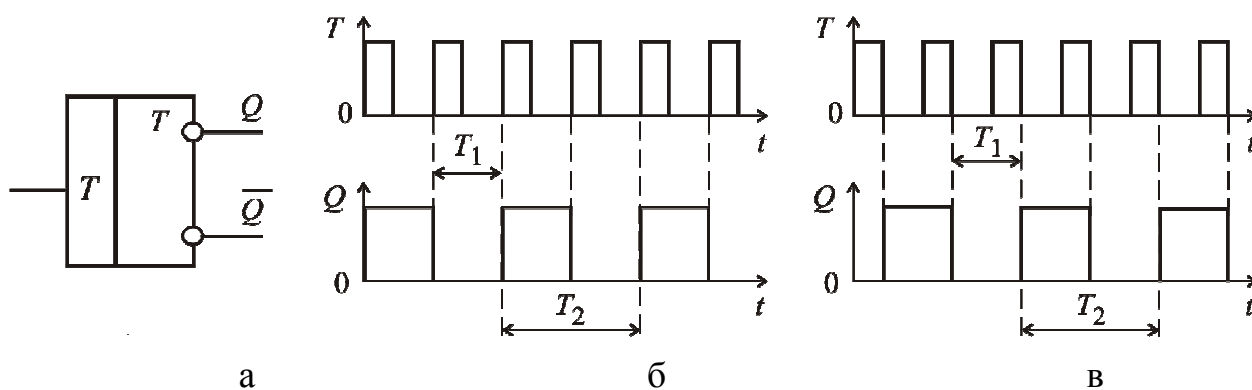


Рис. 11.4. Т-триггер:
а – условное обозначение; б, в – временные диаграммы соответственно однократного и двухтактного триггеров

11.3. Запоминающие устройства

Все рассмотренные ранее элементы и узлы называются *комбинационными*. Другие устройства называют запоминающими. На рис. 11.5 приведена схема постоянного запоминающего устройства (ПЗУ).

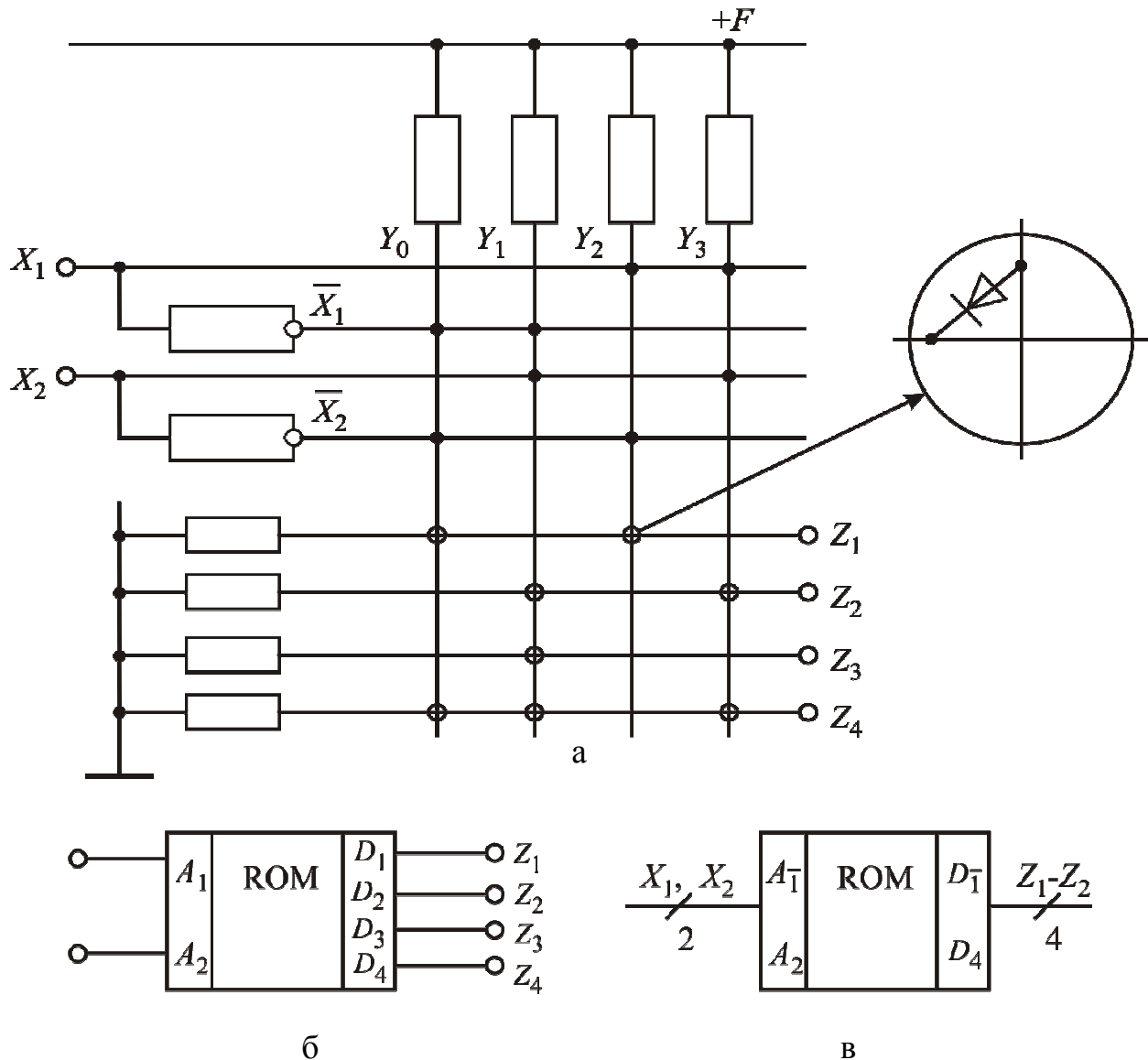


Рис. 11.5. Постоянное запоминающее устройство:
а – принципиальная схема; б, в – обозначения

ПЗУ с большим числом ячеек обычно характеризуются меньшей длиной слова. Описываются процессы уравнениями логического умножения (функция $И$): $y_1 = \overline{x_1}x_2$, $y_2 = x_1\overline{x_2}$, $y_3 = x_1x_2$. Каждому набору входных переменных, т. е. адресу ПЗУ, соответствует уровень логической единицы на одной вертикальной линии и логического нуля – на всех остальных.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Как известно, электротехника и электроника, основанные на комплексном использовании физических, химических, технологических и других исследований, за сравнительно короткий исторический период прошли большой путь. Основным достижением электротехники и электроники является создание новых технологических процессов на основе применения прецизионного ноотехнологического и контрольно-измерительного оборудования и различных электродных, полупроводниковых, диэлектрических и проводящих материалов, обеспечивающих промышленное производство широкой номенклатуры приборов различного конструктивно-технологического исполнения и функционального назначения.

В учебном пособии были рассмотрены следующие подразделы из области электротехники и электроники:

- основные свойства и общие методы расчета линейных электрических цепей;
- анализ и расчет электрических цепей с нелинейными элементами;
- анализ и расчет магнитных цепей;
- электромагнитные устройства и электрические машины;
- элементная база современных электронных устройств;
- источники вторичного электропитания;
- усилители электрических сигналов;
- импульсные и автогенераторные устройства;
- основы цифровой электроники;
- микропроцессорные средства;
- микροэлектронные приборы.

Книга может быть полезна и для специалистов инженерной геодезии, занимающихся созданием новейших структур в миллиметровом диапазоне радиоволн в области сверхсовременной нанотехнологии земельного и космического предназначения в особенности близких объектов (например, зданий или МКС, а также систем посадки на другие планеты) или дальней радиолокации.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Атабеков Г.И. Теоретические основы электротехники: Ч. 1. Линейные электрические цепи. – М.; Л.: Энергия, 1966. – 320 с.
2. Основы теории цепей / Г.В. Зевеко и др. – М.; Л.: Энергия, 1965. – 414 с.
3. Веселовский О.Н., Браславский Л.М. Основы электротехники и электротехнические устройства радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Высш. шк., 1978. – 310 с.
4. Матуско В.Н. Общая электротехника: Учеб. пособие. – 2-е изд., испр. – Новосибирск: СГГА, 2003. – 111 с.
5. Орехов А.П. Электротехника и электроника: Учеб. пособие. – 2-е изд., доп. – Новосибирск: НГПУ, 2004. – 108 с.
6. Сапсалева А.В. Основы теории цепей: Курс лекций. – Новосибирск: НГТУ, 2007. – 116 с.
7. Морозов А.Г. Электротехника, электроника и импульсная техника. – М.: Высш. шк., 1987.
8. Гапонов В.И. Электроника. Т. 1, 2. – М.: Физматгиз, 1960.
9. Воронин М.Я. Нерегулярные линии передачи на СВЧ: теория и применение: монография в 2-х частях; Под ред. В.П. Петрова. – Новосибирск: НГТУ, 1994. – 291 с.
10. Сизых Г.Н. Электропитание устройств связи: учебник для техникумов. – М.: Радио и связь, 1982. – 288 с.
11. Ицхоки Я.С. Импульсные устройства. – М.: Сов. радио, 1959. – 470 с.
12. Регельсон Л.М. и др. Импульсная техника. – М.: МГУ, 1967. – 480 с.
13. Кошелев А.В., Матуско В.Н. Электротехника и электроника: сб. описаний лабораторных. – Новосибирск: СГГА, 2008. – 69 с.
14. Радиотехнические цепи и сигналы / А.Н. Яковлев и др. – Новосибирск: НГТУ, 2002. – 348 с.
15. Шитиков Г.Т. Стабильные диапазонные автогенераторы. – М.: Сов. радио, 1965. – 613 с.
16. Анисимов Б.В., Четвериков В.Н. Основы теории и проектирования цифровых вычислительных машин. – М., 1962. – 510 с.
17. Ицхоки Я.С., Овчинников Н.И. Импульсные и цифровые устройства. – М.: Сов. радио, 1972. – 592 с.
18. Гринкевич В.А. Классификация и прогноз развития микроэлектронных схем: Сб. «Микроэлектроника»; Под ред. Ф.В. Лукина. Вып. 1. – М.: Сов. радио, 1967.
19. Шляпоберский В.И. Элементы дискретных систем связи. – М.: Военное изд. МО СССР, 1965.
20. Нестеров П.Ф. Цифровые вычислительные машины. – М.: Сов. радио, 1974. – 355 с.
21. Качан Б.М., Каневский М.М. Цифровые вычислительные машины и системы. – 2 изд. – М., 1973. – 230 с.

22. Корн Г., Корн Т. Электронные аналоговые и аналого-цифровые вычислительные машины; Пер. с англ., ч. 2. – М., 1968. – 440 с.
23. Фельдбаум А.А. Вычислительные устройства в автоматических системах. – М., 1959. – 255 с.
24. Элементы теории несоразмерных цепей в точном методе синтеза: Учеб. пособие / М.Я. Воронин, В.К. Голиков, А.Н. Денисов, С.М. Чепурной, В.Р. Шлее. – Новосибирск: НГТУ, 1991. – 49 с.
25. Широкополосные оптико-радиоэлектронные приборы СВЧ: Монография / М.Я. Воронин, А.Н. Поспелов, А.К. Синякин, М.Б. Устюгов. – Новосибирск: СГГА, 2006. – 123 с.
26. Калабеков Б.А. Микропроцессоры и их применение в системах передачи и обработки сигналов: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1988. – 368 с.
27. Микропроцессоры и микропроцессорные комплекты интегральных микросхем: справочник. В 2 т. / Б.Б. Абрайтис, Н.Н. Аверьянов, А.И. Белоус и др.; Под ред. В.А. Шахнова. – М.: Радио и связь, 1988.
28. Литвиненко О.Н. Метод синтеза неоднородных линий // Радиотехника и электроника. – 1966. – № 10.
29. Крейн М.Г. Об определении потенциала гоститы по ее S -функции // ДАН СССР. – 1955. – № 10.
30. Нефедов В.И. Основы радиоэлектроники и связи: учеб. для вузов / В.И. Нефедов. – 3 изд., испр. – М.: Высш. шк., 2005. – 510 с.
31. Электронные промышленные устройства: учеб. для вузов / В.И. Васильев, Ю.М. Гусев, В.Н. Миронов и др. – М.: Высш. шк., 1988. – 303 с.