

Министерство образования и науки Российской Федерации

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

А. А. Шибяев

СХЕМО- И СИСТЕМОТЕХНИКА ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Учебное пособие

Томск
«Эль Контент»
2014

УДК 621.38(075.8)
ББК 32.973.2я73
Ш 550

Рецензенты:

Агранович Б. Л., профессор кафедры оптимизации систем управления
Национального исследовательского Томского политехнического университета;
Сиверцев В. Ф., доцент кафедры электронных средств автоматизации
и управления ТУСУРа.

Шibaев А. А.

Ш 550 Схемо- и системотехника электронных средств : учебное пособие /
А. А. Шibaев. — Томск : Эль Контент, 2014. — 190 с.

ISBN 978-5-4332-0157-6

В учебном пособии по дисциплине «Схемо- и системотехника электронных средств» даются понятия схемо- и системотехники, рассматриваются основные устройства аналоговой и цифровой электроники, приводятся перспективы развития электронных средств. Большое внимание в пособии уделено вопросам схемотехники электронных средств. Обсуждаются радиотехнические системы передачи информации.

Пособие подготовлено в соответствии с требованиями Федерального Государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования.

Учебное пособие по дисциплине «Схемо- и системотехника электронных средств» предназначено для студентов факультета дистанционного обучения ТУСУРа.

УДК 621.38(075.8)
ББК 32.973.2я73

ISBN 978-5-4332-0157-6

© Шibaев А. А., 2014
© Оформление.
ООО «Эль Контент», 2014

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	5
1 Вступление в дисциплину	7
1.1 Основные понятия схемотехники и системотехники	7
1.2 Основы анализа аналоговых электронных устройств	10
2 Усилительные устройства	20
2.1 Определение и классификация усилителей по частотному признаку .	20
2.2 Структурная схема и основные показатели усилительного устройства	22
2.3 Обратные связи в усилительных устройствах	29
2.4 Схемотехника резистивных усилителей	33
2.5 Широкополосные усилители мощности	39
2.6 Резонансные усилители режимов класса <i>A, B, C</i> . Умножители частоты	43
3 Схемотехника устройств на операционных усилителях	53
3.1 Дифференциальный усилитель постоянного тока	53
3.2 Операционный усилитель. Параметры, характеристики	56
3.3 Усилительные устройства на ОУ	59
3.4 Сумматор, дифференцирующее и интегрирующее устройства	61
3.5 Активные фильтры на ОУ	63
3.6 Компаратор на ОУ	65
3.7 Аналоговые вычислительные машины (АВМ)	66
4 Генерирование колебаний	70
4.1 Классификация автогенераторов. Принцип работы автогенератора с положительной обратной связью	70
4.2 Высокочастотные гармонические генераторы	72
4.3 Автогенераторы на активных элементах с внутренним отрицательным сопротивлением	79
4.4 Низкочастотные гармонические автогенераторы	81
4.5 Импульсные автогенераторы	85
5 Радиотехнические системы передачи информации	92
5.1 Общая структура канала связи. Распространение радиоволн	92
5.2 Элементы тракта радиопередающего устройства	95
5.3 Элементы тракта радиоприемного устройства	101

6	Вторичные источники электропитания радиоэлектронных средств	114
6.1	Структурная схема источника электропитания	114
6.2	Схемы вентильных групп однофазных выпрямителей	116
6.3	Схемы вентильных групп трехфазных выпрямителей	119
6.4	Сглаживающие фильтры	121
7	Цифровые электронные устройства логического типа	124
7.1	Основные понятия цифровой электроники	124
7.2	Математические основы цифровой электроники	127
7.3	Элементы анализа и синтеза логических структур	132
7.4	Цифровые ИМС логической подгруппы	135
7.5	Схемотехника базовых логических элементов	140
7.6	Особенности выходов и управление микросхемами	142
7.7	Основные параметры и показатели цифровых ИМС	147
8	Цифровые устройства комбинационного типа	152
8.1	Преобразователи кодов	152
8.2	Распределители кодов	153
8.3	Сумматоры и цифровые компараторы	156
8.4	Постоянные запоминающие устройства (ПЗУ)	158
9	Цифровые устройства последовательностного типа	161
9.1	Триггеры	161
9.2	Счетчики	166
9.3	Регистры	167
9.4	Оперативные запоминающие устройства (ОЗУ)	169
10	Цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи	172
10.1	Цифроаналоговые преобразователи	173
10.2	Аналого-цифровые преобразователи	175
10.3	Системы сбора данных	176
11	Перспективы развития электронных средств	178
11.1	Наноэлектроника	178
11.2	Мемристор: «недостающий элемент»	180
	Заключение	183
	Литература	184
	Глоссарий	185

ВВЕДЕНИЕ

Исторически электроника явилась следствием возникновения и быстрого развития радиотехники. Радиотехнику определяют как область науки и техники, занимающуюся исследованиями, разработкой, изготовлением и применением устройств и систем, предназначенных для передачи информации по радиочастотным каналам связи.

Схемотехника электронных средств — это инженерное воплощение принципов электроники для практической реализации электронных схем, призванных выполнять конкретные функции генерирования, преобразования и хранения сигналов, несущих информацию в слаботочной электронике, и функции преобразования энергии электрического тока в сильноточной электронике.

Системотехника электронных средств охватывает вопросы проектирования, создания, испытания и эксплуатации сложных систем (систем большого масштаба).

В формате данного учебного пособия по дисциплине «Схемо- и системотехника электронных средств» невозможно уделить полное внимание системотехнике, поэтому наиболее широко рассмотрены вопросы схемотехники. Системному уровню посвящена пятая глава, где обсуждаются радиотехнические системы передачи информации.

Первая глава вводит основные понятия схемо- и системотехники и представляет основы анализа аналоговых электронных устройств.

Во второй и третьей главах рассматриваются принципы работы и схемотехника усилительных устройств разнообразного назначения.

Четвертая глава посвящена изучению основ генерирования колебаний, описанию и схемотехнике гармонических автогенераторов низких и высоких частот, импульсным автогенераторам.

Глава пятая содержит описание радиотехнической системы передачи информации. Рассматривается общая структура канала связи, приводятся краткие сведения о распространении радиоволн, описываются элементы тракта радиопередающего устройства и элементы тракта радиоприемного устройства.

В шестой главе даны сведения о вторичных источниках электропитания радиоэлектронных средств.

В седьмой, восьмой и девятой главах даны основные понятия цифровой электроники, изложены математические основы цифровой электроники, рассмот-

рены цифровые электронные устройства логического, комбинационного и последовательностного типа.

Десятая глава отведена для описания цифроаналоговых и аналого-цифровых преобразователей, являющихся связующим звеном между аналоговыми и цифровыми устройствами.

Наконец, в одиннадцатой главе приведен краткий обзор перспектив развития электронных средств по материалам интернет-публикаций.

Изучение дисциплины «Схемо- и системотехника электронных средств» базируется на дисциплинах математического, естественнонаучного и общепрофессионального циклов учебного плана, изученных ранее («Высшая математика», «Физика», «Электротехника и электроника»).

Курс «Схемо- и системотехника электронных средств» изучается по учебному пособию: Шибаяев А. А. «Схемо- и системотехника электронных средств». Для изучения дисциплины доступен электронный курс, размещенный на сайте www.fdo.tusur.ru/online, содержащий презентации, видеоролики, тестовые задания для самоконтроля и пр.

Соглашения, принятые в книге

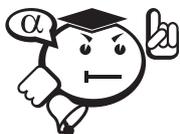
Для улучшения восприятия материала в данной книге используются пиктограммы и специальное выделение важной информации.



.....
Этот блок означает определение или новое понятие.



.....
 Этот блок означает внимание. Здесь выделена важная информация, требующая акцента на ней. Автор здесь может поделиться с читателем опытом, чтобы помочь избежать некоторых ошибок.



.....
 Эта пиктограмма означает аксиому. Данный блок состоит из *Названия аксиомы* (Слова Аксиома и Номера аксиомы) и *Текста аксиомы*.



.....
Контрольные вопросы по главе

Глава 1

ВСТУПЛЕНИЕ В ДИСЦИПЛИНУ

В данной главе приводятся основные понятия схемотехники, а также даны краткие сведения об основах анализа аналоговых электронных устройств.

1.1 Основные понятия схемотехники

Введем вначале понятие «радиоэлектронное средство».



.....
*Согласно ГОСТ Р 52003-2003 **Радиоэлектронное средство (РЭС)** — изделие и его составные части, в основу функционирования которых положены принципы радиотехники и электроники. Согласно тому же ГОСТу по признаку функциональной сложности уровнями разукрупнения РЭС являются системы, комплексы, устройства и узлы. Высшим уровнем разукрупнения РЭС является радиоэлектронная система.*
.....



.....
***Радиоэлектронная система** — радиоэлектронное средство, представляющее собой функционально законченную совокупность радиоэлектронных комплексов и устройств, обладающее свойством перестроения своей структуры для рационального решения тактических и/или технических задач при изменении условий эксплуатации.*
.....

Примечания.

1. В состав радиоэлектронной системы могут входить механические, электромеханические и другие средства, без которых невозможна эксплуатация этой радиоэлектронной системы.

2. В зависимости от сложности решаемых задач радиоэлектронная система может быть автономной частью другой радиоэлектронной системы или совокупности систем.

Пример РЭ системы: радиолокационный пост — осуществляет функциональное взаимодействие радиолокационных станций различных диапазонов радиоволн, пункта обработки радиолокационной информации, линий и узлов связи.

Следующие более низкие уровни разукрупнения.



.....
***Радиоэлектронный комплекс** — радиоэлектронное средство, представляющее собой функционально законченную совокупность радиоэлектронных устройств, не соединенных на предприятии-изготовителе сборочными операциями, выполненное с использованием интерфейсов и обладающее свойством перестроения своей структуры для сохранения работоспособности при решении тактических и/или технических задач в различных условиях эксплуатации.*

Примечания.

В состав радиоэлектронного комплекса могут входить механические, гидравлические, электромеханические и другие устройства, без которых невозможна эксплуатация этого радиоэлектронного комплекса.

В зависимости от сложности решаемых задач радиоэлектронный комплекс может быть автономной частью другого комплекса.

Пример РЭ комплекса: вычислительный комплекс представляет собой две или более ЭВМ с собственными устройствами ввода-вывода, коммутаторами. Информационный обмен между ЭВМ осуществляется через дополнительное устройство.



.....
***Радиоэлектронное устройство** — радиоэлектронное средство, представляющее собой совокупность функционально и конструктивно законченных сборочных единиц и используемое для решения технической задачи в соответствии с его назначением.*

Примечания.

1. В зависимости от сложности технической задачи радиоэлектронное устройство может быть составной частью другого радиоэлектронного устройства.
2. В состав радиоэлектронного устройства могут входить механические, гидравлические, электромеханические и другие устройства, без которых невозможна эксплуатация этого радиоэлектронного устройства.
3. Радиоэлектронное устройство реализует функции передачи, приема и преобразования информации.

Примеры РЭ устройства: радиоприемник, радиопередатчик, устройство вторичного электропитания, процессор, модем и т. д.



.....
Радиоэлектронный функциональный узел — радиоэлектронное средство, представляющее собой функционально и конструктивно законченную сборочную единицу, выполняющее радиотехническую и/или электронные функции(ию) и не имеющее самостоятельного применения.
.....

Примеры РЭ функционального узла: усилитель, модулятор, детектор, логический элемент, шифратор, триггер и т. д.

Изложение материала настоящего учебного пособия строится по принципу — от простого к сложному, от изучения схемотехники функциональных узлов к обсуждению структур более высоких уровней иерархии РЭС.

Каждый из функциональных узлов РЭС прежде всего предназначен для того или иного преобразования сигнала. В устройствах аналоговой электроники существенными являются временные и частотные представления о преобразовании сигнала. В устройствах цифровой электроники — такие, как логические операции, процедуры записи, хранения, считывания, задержки, сравнения и т. д.

Каждый из функциональных узлов РЭС строится из набора пассивных (R , L , C) и активных (полупроводниковые диоды и транзисторы) компонентов, соединенных в электрическую (принципиальную) схему. При этом для реализации заданной функции, как правило, имеется несколько отличающихся схемных решений, среди которых существует наиболее рациональное.

Компетенция проектировщика предусматривает знание физических основ работы данного функционального узла, грамотный выбор базовых компонентов, обеспечение нужного режима работы, расчет элементов схемы и необходимых внешних характеристик. В процессе проектирования возникает необходимость проверки проектных решений путем натурального либо компьютерного моделирования. Такой комплекс сведений о функциональных узлах определяет понятие схемотехники РЭС. Вот как определяет термин «схемотехника» Большая советская энциклопедия: «Схемотехника, научно-техническое направление, охватывающее проблемы проектирования и исследования схем электронных устройств радиотехники и связи, вычислительной техники, автоматики и др. областей техники».

Функционально и конструктивно законченная совокупность функциональных узлов, используемая для решения технической задачи в соответствии с его назначением, является радиоэлектронным устройством. Разумеется, конкретное устройство имеет свою принципиальную схему. В схемотехнике вместе с принципиальной схемой различают структурную схему. Она предназначена для отражения общей структуры устройства, то есть его основных блоков, узлов, частей и главных связей между ними. Из структурной схемы должно быть понятно, зачем нужно данное устройство и что оно делает в основных режимах работы, как взаимодействуют его части.

Структурные схемы комплексов и систем, в свою очередь, представляются схемами, элементами которых выступают устройства. Такой уровень описания РЭС относится к системотехнике.

Будем далее, независимо от принадлежности некоторого РЭС к двум нижним иерархическим уровням разукрупнения, называть их, как это общепринято,

электронными устройствами. Любое электронное устройство функционирует благодаря наличию в нем активных элементов электроники — в частности, полупроводниковых диодов и транзисторов. Образно их можно уподобить «сердечкам», обеспечивающим жизнеспособность устройства. Активные элементы электроники имеют разнообразные физические основы работы и их можно представить тремя ветвями: электровакуумные приборы, полупроводниковые приборы и прочие. Все электронные устройства, рассматриваемые в настоящем учебном пособии, строятся на основе полупроводниковых приборов.

Для успешного освоения материала дисциплины необходимо знакомство с основами анализа аналоговых электронных устройств. Математические основы устройств цифровой электроники, а также основы их анализа и синтеза будут рассмотрены в главе 7.

1.2 Основы анализа аналоговых электронных устройств

Спектральные методы анализа очень продуктивны при анализе линейных электрических цепей [1]. Эти методы базируются на принципе суперпозиции, справедливым только для линейных систем. Достаточно вспомнить, как просто решались задачи определения отклика линейной цепи на периодические и непериодические воздействия (аппарат рядов Фурье, интегралы Фурье и Лапласа).

Однако аналоговые электронные устройства всегда содержат нелинейные элементы, что делает принципиально непригодным применение линейных операторов при исследовании этих устройств. Принцип суперпозиции неприменим для нелинейных систем.

Тем не менее существует возможность успешно применять спектральные представления при анализе аналоговых электронных устройств. Прежде чем перейти к ее обсуждению, приведем полезные сведения, касающиеся нелинейных элементов, режимов их работы и параметров.

Все активные элементы электроники, независимо от их назначения, физических основ функционирования и технологии изготовления, можно объединить единым термином — нелинейные элементы. Назначение нелинейных элементов едино — преобразование сигнала. Всем им характерно органическое свойство: зависимость протекающего через них тока от приложенного напряжения — вольт-амперная характеристика (ВАХ) — не является линейной.

Понятия рабочей точки, режимов и классов работы НЭ

Нелинейный элемент (НЭ) в составе радиоэлектронной цепи всегда устанавливается в необходимый режим работы. Понятие режима работы связано с двумя его основными показателями: расположением рабочей точки на ВАХ нелинейного элемента и величиной сигнала, действующего относительно рабочей точки. Введем сначала понятие рабочей точки (РТ). Под рабочей точкой понимают любую точку, принадлежащую ВАХ данного нелинейного элемента и имеющую всегда не менее двух координат U_0 и I_0 (рис. 1.1). Положение рабочей точки может быть задано ли-

бо приложением напряжения смещения U_0 , либо фиксацией постоянной величины тока I_0 . В любом случае задание одной из координат U_0 или I_0 однозначно определяет положение рабочей точки на ВАХ НЭ. Режим, в котором НЭ работает при неизменном положении рабочей точки, носит название статического или режима постоянного тока. Положение рабочей точки на ВАХ можно изменять, управляя одной из ее координат U_0 или I_0 . Изменение положения рабочей точки возможно с помощью некоторого управляющего устройства или по воле оператора. В любом случае при включении источника питания нелинейный элемент в составе радиотехнической цепи устанавливается в статический режим, когда все электрические величины во времени не меняются.

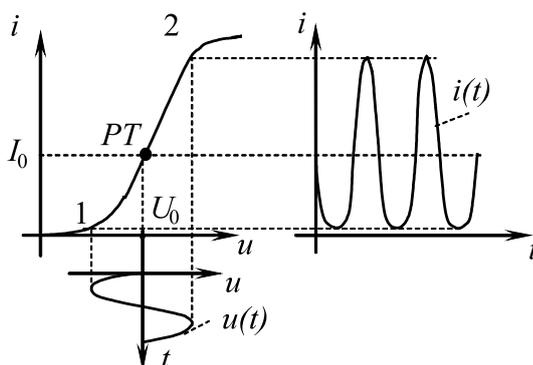


Рис. 1.1 – К пояснению статического и динамического режимов работы

Однако нелинейные элементы предназначены для преобразования сигналов, поэтому в реальном устройстве относительно рабочей точки действует некоторый сигнал, представленный изменениями напряжения или тока. На рис. 1.1 показано, как приложение некоторого гармонического напряжения $u(t)$ относительно рабочей точки U_0 перемещает последнюю по ВАХ в пределах между положениями 1 и 2, вызывая при этом негармонический ток $i(t)$ в силу нелинейности ВАХ. Данный режим носит название динамического или режима переменного тока.

Приложенный к нелинейному элементу сигнал может иметь разную величину. Если размах сигнала мал в сравнении с протяженностью ВАХ (рис. 1.2, *a*), то такой динамический режим носит название режима малого сигнала. Когда размах сигнала соизмерим с протяженностью ВАХ или превышает ее, говорят, что нелинейный элемент работает в режиме большого сигнала (рис. 1.2, *б*). Кроме того, в практике радиотехнических устройств широко пользуются понятием класса режима работы. Различают несколько таких классов. Приведенные ниже иллюстрации позволяют получить нужные представления.

На рисунке 1.2, *a* рабочая точка находится на линейном участке, и малый сигнал не выходит за рамки этой линейной части ВАХ. Такой малосигнальный режим принято называть режимом класса «*A*» или линейным режимом работы нелинейного элемента.

Другой характерный режим — режим класса «*B*» — представлен на рисунке 1.3, *a*. Рабочая точка **B** находится у нижнего сгиба ВАХ, и воздействие велико, так что ток представляет собой последовательность «полуволевых» импульсов, характерную тем, что ток через нелинейный элемент протекает в течение половины периода сигнала.

Если рабочую точку переместить левее, увеличив размах сигнала (рисунок 1.3, б), то режим работы будет соответствовать классу «С».

При смещении рабочей точки в положение **D** и дальнейшем увеличении размаха сигнала нелинейный элемент работает в режиме класса «D».

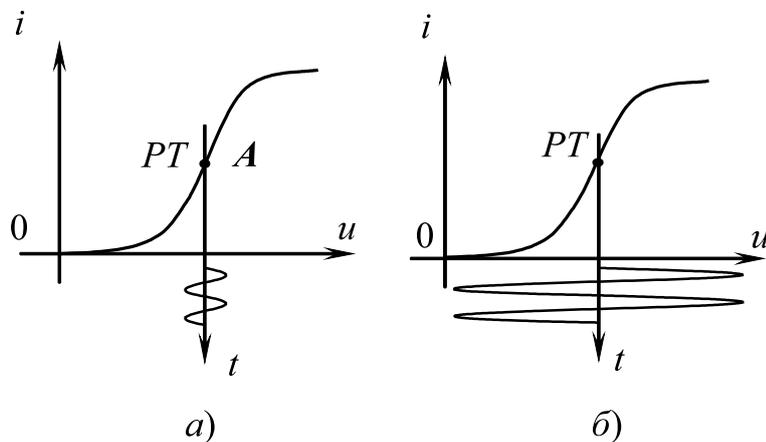


Рис. 1.2 – Режимы работы: а) режим малого сигнала; б) режим большого сигнала

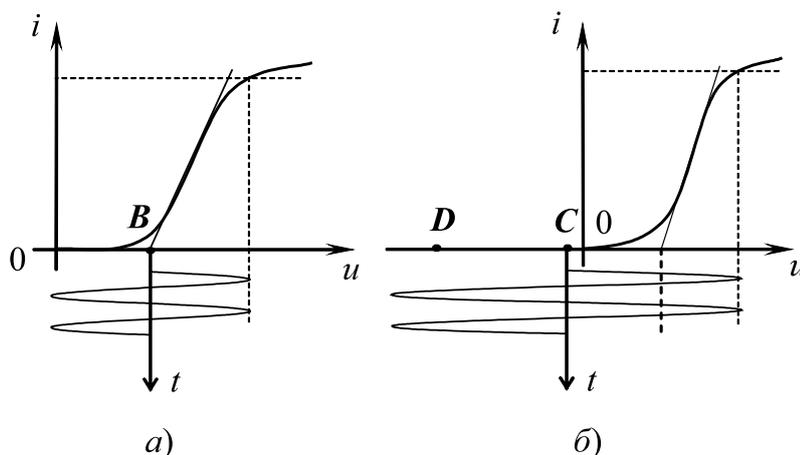


Рис. 1.3 – Режимы работы: а) класса «B», б) классов «C», «D»

Два последних режима характерны тем, что ток через нелинейный элемент носит импульсный характер и протекает в течение времени, меньшего половины периода приложенного сигнала. Кроме того, в силу большого размаха подводимого сигнала их называют также перенапряженными режимами.

Параметры нелинейного элемента в статическом и динамическом режимах

Введем теперь численные показатели ВАХ, называемые параметрами нелинейных элементов. Соответственно двум режимам работы нелинейного элемента — статическому и динамическому различают параметры статические и динамические, определяемые по-разному. Общим для тех и других является то, что они

принадлежат данной рабочей точке ВАХ нелинейного элемента. При изменении положения рабочей точки на ВАХ величины параметров изменяются.

Введем вначале статические параметры. Для неуправляемого нелинейного элемента их два: сопротивление постоянному току R_0 и крутизна характеристики S_0 . Эти параметры взаимно обратные и определяются в данной рабочей точке как

$$R_0 = \frac{1}{S_0} = \left. \frac{U_0}{I_0} \right|_{PT}. \quad (1.1)$$

Что касается величины R_0 , она измеряется в принятых единицах сопротивления, а крутизну, имеющую размерность проводимости, в практической радиотехнике, принято выражать в миллиамперах на вольт (мА/В).

Иллюстрацией к определению статических параметров может служить рисунок 1.1, где обозначены координаты некоторой рабочей точки U_0 и I_0 . Для данной ВАХ при перемещении рабочей точки вниз R_0 растет, при перемещении ее вверх R_0 падает. Характерным свойством статических параметров является то, что они всегда положительны.

Динамические параметры неуправляемого нелинейного элемента R_d и S также взаимно обратные и в данной рабочей точке определяются как отношение приращений напряжения и тока:

$$R_d = \frac{1}{S} = \left. \frac{du}{di} \right|_{PT} \approx \left. \frac{\Delta u}{\Delta i} \right|_{PT}. \quad (1.2)$$

Величины этих параметров меняются в зависимости от положения рабочей точки на ВАХ нелинейного элемента. Для управляемых нелинейных элементов (электронная лампа, биполярный и полевой транзисторы и проч.) крутизну определяют по эффекту управления выходной величиной величиной входной. Если выходной величиной является ток $i_{\text{ВЫХ}}$, а входной — напряжение $u_{\text{ВХ}}$ (случай электронной лампы, полевого транзистора), то крутизну определяют как

$$S = \left. \frac{di_{\text{ВЫХ}}}{du_{\text{ВХ}}} \right|_{PT} \approx \left. \frac{\Delta i_{\text{ВЫХ}}}{\Delta u_{\text{ВХ}}} \right|_{PT} \quad (1.3)$$

при фиксированном значении выходного напряжения. Значение крутизны может быть определено по любому из семейств характеристик для данного элемента. Умение определять статические и динамические параметры конкретных нелинейных элементов приобретается в ходе практики.

Часто весьма продуктивным является еще одно определение крутизны нелинейного элемента — средней крутизны $S_{\text{ср}}$. Этот параметр ВАХ необходим в случае воздействия на нелинейный элемент гармонического колебания большой амплитуды $U_{\text{ВХ}}$ (режим большого воздействия, когда нелинейный элемент работает в режиме отсечки и ток через него представляет собой последовательность полуволновых или более коротких импульсов) и наличия в цепи выходного тока избирательной системы, фильтрующей первую гармонику $I_{1\text{ВЫХ}}$ этого негармонического тока. В этом режиме величина крутизны нелинейного элемента за период воздействия изменяется в широких пределах. Поэтому целесообразно ввести понятие средней крутизны нелинейного элемента как отношение величины первой гармоники выходного тока к величине входного напряжения:

$$S_{\text{ср}} = \left. \frac{I_{1\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \right|_{PT}. \quad (1.4)$$

Как и все другие параметры, значение средней крутизны зависит от положения рабочей точки на ВАХ. Величины тока $I_{1\text{ВЫХ}}$ и входного напряжения $U_{\text{ВХ}}$ могут быть представлены своими амплитудными или действующими значениями.

Типовое электронное аналоговое звено и решение задачи спектрального анализа в нелинейной цепи

Основные аналоговые устройства радиоэлектроники — усилители, умножители частоты, выпрямители, генераторы, модуляторы, детекторы, преобразователи частот и прочие — могут быть представлены обобщенной схемой, содержащей нелинейный элемент НЭ и линейный фильтр Φ (рис. 1.4).

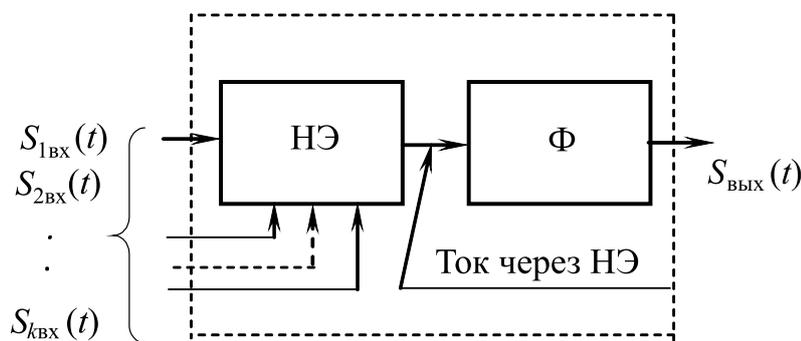


Рис. 1.4 – Типовое электронное аналоговое звено (ТАЗ)

Воздействия на нелинейный элемент многообразны. Перечислим несколько характерных случаев воздействий: односигнальное (в простейшем случае это гармоническое колебание $S_{1\text{ВХ}}(t)$), двухсигнальное, например два гармонических колебания разных частот $S_1 \cos \omega_1 t + S_2 \cos \omega_2 t$, гармоническое колебание плюс узкополосный радиосигнал, трехсигнальное, сигнал в присутствии шумов и так далее.

Нелинейный элемент в силу нелинейности своей ВАХ искажает форму воздействия, вследствие чего спектр последнего обогащается. Фильтр предназначен для выделения полезных для данного устройства спектральных составляющих.

Линейная теория (интеграл Фурье, интеграл Лапласа) становится непригодной для изучения преобразований спектров в такой нелинейной цепи. Этот факт можно проиллюстрировать следующим простым примером. Сопоставим результаты преобразования двухсигнального гармонического воздействия

$$s_{\text{ВХ}}(t) = S_1 \cos \omega_1 t + S_2 \cos \omega_2 t$$

на выходах линейного $s_{\text{ВЫХ}}(t) = a s_{\text{ВХ}}(t) = a S_1 \cos \omega_1 t + a S_2 \cos \omega_2 t$ и нелинейного (например, квадратичного) устройств:

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = a s_{\text{ВХ}}^2(t) = a \left(\frac{S_1^2}{2} + \frac{S_2^2}{2} \right) + a \left(\frac{S_1^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \frac{S_2^2}{2} \cos 2\omega_2 t \right) + a [S_1 S_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + S_1 S_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t].$$

Из сопоставления результатов преобразования воздействий линейной и нелинейной цепями видно, что на выходе линейного устройства спектральные составы отклика и воздействия совпадают. На выходе же нелинейного квадратичного

устройства спектр изменился неузнаваемо: отсутствуют частоты воздействия ω_1 и ω_2 , зато появились новые спектральные компоненты — постоянная составляющая, вторые гармоники входных сигналов с частотами $2\omega_1$ и $2\omega_2$ и колебания с частотами $\omega_1 + \omega_2$ и $\omega_1 - \omega_2$, называемые комбинационными колебаниями. При нелинейном преобразовании вида

$$s_{\text{вых}}(t) = a_0 + a_1 s_{\text{вх}}(t) + a_2 s_{\text{вх}}^2(t) + \dots + a_n s_{\text{вх}}^n(t)$$

в спектре продукта нелинейного преобразования присутствуют гармоники входных сигналов с частотами $k\omega_1$ и $l\omega_2$, а также колебания комбинационных частот $p\omega_1 \pm q\omega_2$, где k, l, p, q — натуральные числа.

В случае более сложного воздействия и произвольного закона нелинейного преобразования сигнала нелинейным устройством задача определения продуктов такого преобразования — частот и амплитуд всех спектральных составляющих — становится весьма непростой.

Фильтр в составе радиотехнического звена является его линейной частью и выполняет задачу частотной селекции полезных компонентов из всего многообразия спектральных составляющих, возникающих в ходе нелинейного преобразования воздействия. Отсюда вытекают требования к ширине полосы его пропускания, к допустимой неравномерности частотной характеристики в пределах этой полосы, необходимого уровня ослабления соседних спектральных составляющих и др. Эти сведения являются исходными при проектировании фильтров.

Определим задачу спектрального анализа в нелинейных цепях как задачу определения частот и амплитуд спектральных составляющих в выходном токе заданного нелинейного элемента, работающего в заданном режиме при заданном воздействии (рис. 1.4).

Процедура спектрального анализа включает в себя две самостоятельные задачи:

- 1) аппроксимация ВАХ нелинейного элемента;
- 2) спектральный анализ.

Решение каждой из них может быть выполнено рядом способов. Ниже приведены краткие сведения по данной проблематике, достаточные для успешного освоения материалов учебного пособия.

Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ. Метод академика А. И. Берга (метод угла отсечки)

Вольт-амперные характеристики нелинейных элементов задаются в виде таблиц или кривых (графиков, построенных по таблицам). Процедура отыскания аналитического выражения, соответствующего конкретной ВАХ, носит название «аппроксимация».

Определяющим моментом в выборе способа аппроксимации является величина воздействия, которая при фиксированном положении рабочей точки задает необходимый интервал аппроксимации данной ВАХ (рабочий интервал ВАХ). Здесь надо вспомнить понятия «малого» и «большого» сигналов, которые были введены ранее (рис. 1.2). Многие аналоговые устройства работают в режиме большого сигнала, что делает возможным замену плавной кривой ВАХ набором прямых линий,

математическое описание которых крайне просто. Такая аппроксимация получила название «кусочно-линейная».

На рисунке 1.5 приведена полная иллюстрация преобразования большого гармонического сигнала с амплитудой U_m , приложенного к нелинейному элементу (электронная лампа, полупроводниковый диод, транзистор) относительно рабочей точки U_0 , расположенной левее напряжения отсечки ВАХ данного нелинейного элемента U'_0 . В практике такая аппроксимация полезна при расчете резонансного усилителя мощности, автогенератора, амплитудного модулятора, амплитудного детектора и других аналоговых электронных устройств.

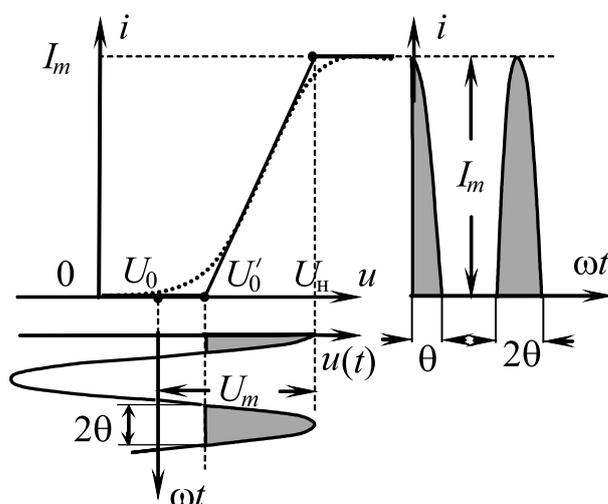


Рис. 1.5 – Режим работы с отсечкой

Как видно из рисунка, реальная ВАХ заменена набором из трех прямых, уравнения которых очевидны:

$$\begin{aligned} i &= 0 \text{ при } u < U'_0, \\ i &= S \cdot u \text{ при } U'_0 \leq u \leq U_n, \\ i &= I_n \text{ при } u \leq U_n, \end{aligned} \quad (1.5)$$

где U'_0 – напряжение отсечки, U_n , I_n – напряжение и ток насыщения (максимально возможный ток НЭ), $S = I_n / (U_n - U'_0)$ – крутизна линейной части ВАХ.

Эти параметры являются аппроксимированной таким образом ВАХ данного нелинейного элемента могут быть определены графически.

Поскольку в данном случае ток через нелинейный элемент будет протекать, когда напряжение u превышает некоторое, так называемое напряжение отсечки U'_0 (заштрихованная часть воздействия на рисунке 1.5), говорят, что нелинейный элемент работает в режиме отсечки тока.

Выбор метода для расчета спектральных составляющих тока однозначен – это метод, разработанный в 1932 году академиком А. И. Бергом для расчета ламповых генераторов, позволяющий очень просто и точно определять спектральный состав тока и получивший название метода угла отсечки.

Как видно из рисунка 1.5, ток через нелинейный элемент протекает только в течение части положительного полупериода входного напряжения (на рисунке

эта часть входного напряжения затенена). При этом импульсы тока достигают высоты $I_m = (U_m - U'_0) S$.

А. И. Бергом введен термин «угол отсечки θ », под которым понимают половину времени, выраженную в «электрических» градусах, в течение которого ток протекает через нелинейный элемент. На рисунке 1.5 видны «косинусоидальные» импульсы тока (затенены); их основание, отсчитанное вдоль оси ωt , имеющей размерность радиан или градус, равно 2θ . Из определения и поясняющего рисунка ясно, что угол отсечки θ заключен в пределах $0 < \theta \leq 180^\circ$.

При этом, в крайних случаях, при $\theta = 0$ ток через нелинейный элемент отсутствует; при $\theta = 180^\circ$ ток протекает в течение всего периода воздействия, т. е. отсечки не происходит. Если «отсекается» половина воздействия (это будет в случае $U_0 = U'_0$), ток протекает в течение половины периода гармонического входного напряжения. Угол отсечки θ в этом случае равен 90° . Такой режим работы нелинейного элемента, как было сказано ранее, носит название режима класса «В». В приведенном на рисунке 1.5 построении угол отсечки меньше 90° , т. е. в данном случае нелинейный элемент работает в режиме класса «С».

Для мгновенного значения тока через нелинейный элемент при $0 \leq \omega t \leq \theta$, используя обозначения, принятые на рисунке 1.5, можно записать

$$i(t) = S(U_m \cos \omega t - U'_0 + U_0). \quad (1.6)$$

Если в этом выражении положить $\omega t = 0$, то можно связать величину импульса тока I_m с параметрами ВАХ нелинейного элемента S и U'_0 , смещением рабочей точки U_0 и амплитудой воздействия U_m :

$$i(t) = I_{\max} = S(U_m - U'_0 + U_0), \quad (1.7)$$

при $\omega t = \theta$ мгновенное значение тока равно нулю

$$i(t) = 0 = S(U_m \cos \theta - U'_0 + U_0),$$

откуда следует

$$\cos \theta = \frac{U'_0 - U_0}{U_m}. \quad (1.8)$$

На основании (1.7) с учетом (1.8) получается полезное для расчетов выражение для I_m :

$$I_m = S U_m (1 - \cos \theta). \quad (1.9)$$

Периодическая последовательность импульсов тока через нелинейный элемент может быть представлена своим рядом Фурье, содержащим постоянную составляющую и гармонические слагаемые кратных частот:

$$i(t) = I_0 + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t + \dots + I_{mn} \cos n\omega t.$$

А. И. Бергом были определены нормированные коэффициенты ряда Фурье — коэффициент постоянной составляющей I_0 и коэффициенты гармоник I_{mn} :

$$\alpha_0 = \frac{I_0}{I_m} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}, \quad (1.10)$$

$$\alpha_n = \frac{I_{mn}}{I_m} = \frac{2(\sin n\theta \cos \theta - n \cos n\theta \sin \theta)}{\pi n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)}. \quad (1.11)$$

Неопределенность, возникающая в выражении (1.11) при $n = 1$ для коэффициента первой гармоники α_1 , раскрывается к выражению:

$$\alpha_1 = \frac{I_{m1}}{I_m} = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}. \quad (1.12)$$

Как следует из выражений (1.10), (1.11), коэффициенты постоянной составляющей α_0 и гармоник α_n периодического тока через нелинейный элемент являются функциями единственного аргумента — угла отсечки θ . Полезен еще один коэффициент, показывающий отношение величин первой гармоники I_{m1} и постоянной составляющей I_0 в зависимости от угла отсечки θ

$$\eta = \frac{I_{m1}}{I_0} = \frac{\alpha_1}{\alpha_0} = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\sin \theta - \theta \cos \theta}. \quad (1.13)$$

Этот коэффициент оказывает существенное влияние на выбор режима работы нелинейного элемента при усилении колебаний, умножении частоты и на ряд других нелинейных преобразований сигналов. Графики значений коэффициентов α_0 , α_1 , α_2 , α_3 и η приведены на рис. 1.6.

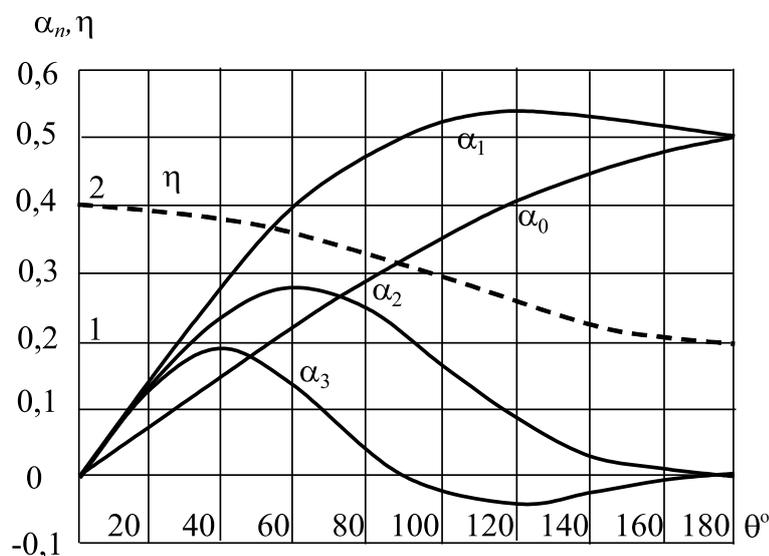


Рис. 1.6 – Графики коэффициентов Берга α_n и коэффициента η в зависимости от угла отсечки θ

Расчет спектра тока через нелинейный элемент по методике А. И. Берга чрезвычайно прост:

- 1) выполняется кусочно-ломаная аппроксимация ВАХ нелинейного элемента, по которой определяется напряжение отсечки U'_0 , выбирается напряжение смещения U_0 и задается амплитуда гармонического воздействия U_m , вызывающая необходимую величину импульса тока I_m . По формуле (1.8) определяется угол отсечки θ ;

- 2) по графикам рисунка 1.6 определяются коэффициенты гармоник $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$;
- 3) рассчитывается спектральный состав тока через НЭ:

$$I_0 = \alpha_0 I_m, I_{m1} = \alpha_1 I_m, I_{m2} = \alpha_2 I_m, \dots, I_{mn} = \alpha_n I_m. \quad (1.14)$$

Существует эмпирическая формула, которая подтверждается поведением кривых на рис. 1.6, в соответствии с которой максимальное содержание n -ой гармоники в импульсе тока I_m имеет место при угле отсечки $\theta_{\text{опт}}$ (его в этом случае принято называть оптимальным):

$$\theta_{\text{опт}} = \frac{120^\circ}{n}. \quad (1.15)$$



Контрольные вопросы по главе 1

1. Назовите уровни разукрупнения РЭС.
2. Назовите, не заглядывая в текст, Ваши примеры системы, комплекса, устройства, функционального узла РЭС.
3. Поясните содержание терминов «схемотехника», «системотехника».
4. Дайте определения статического и динамического режимов работы нелинейного элемента.
5. Каковы основные параметры статического и динамического режимов работы нелинейного элемента?
6. В чем состоит задача спектрального анализа в нелинейной цепи?
7. Дайте определение угла отсечки.
8. Порядок расчета спектра тока через НЭ по методу академика А. И. Берга.
9. Что такое коэффициенты гармоник?
10. Что называют оптимальным углом отсечки?

Глава 2

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

В этой главе рассмотрены общие сведения, обратные связи и схемотехника усилительных устройств на дискретных и интегральных транзисторах.

2.1 Определение и классификация усилителей по частотному признаку



.....
Электронным усилителем называют устройство, мощность сигнала на выходе которого превышает входную с сохранением формы усиливаемого сигнала. Увеличение мощности сигнала происходит за счет энергии источника питания. Электронные усилители крайне многообразны по назначению, характеристикам, схемотехническим решениям и конструктивному исполнению.
.....



.....
Приведем краткую классификацию усилителей по одному из наиболее существенных признаков — *частотному*. По этому признаку различают усилители *широкополосные* и *узкополосные*.
.....

В качестве иллюстрации различий частотных свойств усилителей будем приводить примерные графики зависимостей величины усиления по напряжению K от частоты f — частотные характеристики. Такую характеристику называют амплитудно-частотной (АЧХ).

Широкополосные усилители

1. Аудиоусилители (усилители звуковых частот — УЗЧ) (рис. 2.1). Предназначены для усиления сигналов в диапазоне частот спектра человеческой речи 20 Гц–20 кГц.

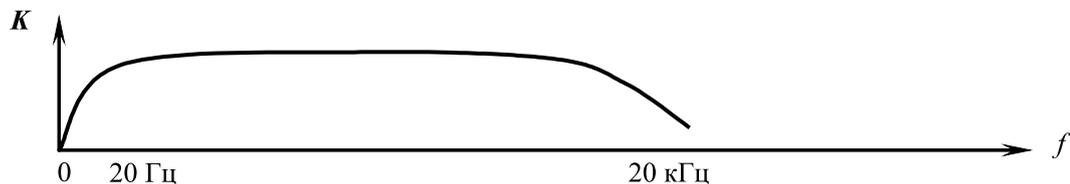


Рис. 2.1 – АЧХ усилителя звуковых частот

2. Видеоусилители (рис. 2.2). Предназначены для усиления сигналов в диапазоне частот спектра телевизионного сигнала изображения от 20 Гц до 6,5 МГц.

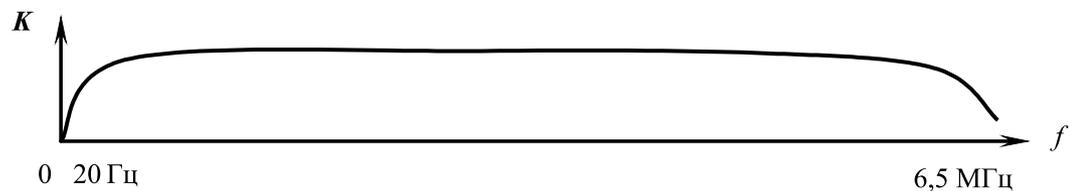


Рис. 2.2 – АЧХ видеоусилителя

3. Усилители постоянного тока (УПТ) (рис. 2.3). Предназначены для усиления сигналов в диапазоне частот, начиная от 0 до единиц, десятков, сотен и более мегагерц. Используются в устройствах автоматики, измерительной аппаратуры, в частности, в качестве усилителей вертикального отклонения осциллографов. Характерной особенностью АЧХ является то, что максимальное усиление имеет место уже на нулевой частоте, т. е. на постоянном токе.

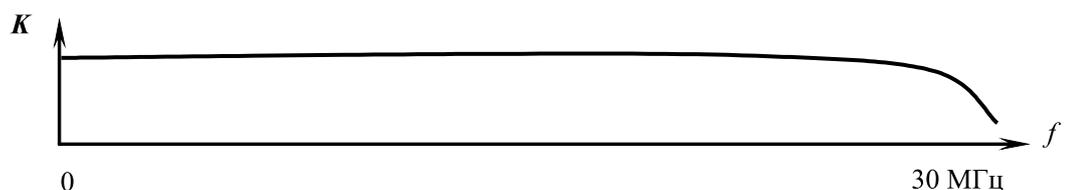


Рис. 2.3 – АЧХ усилителя постоянного тока

Узкополосные усилители

К узкополосным усилителям относятся полосовые и резонансные усилители (рис. 2.4). Форма АЧХ таких усилителей характерна тем, что она группируется в узкой области относительно некоторой центральной частоты f_0 , при этом полоса пропускания Δf (определение будет дано несколько позже) много меньше центральной частоты $\Delta f/f_0 \ll 1$. Узкополосные усилители могут быть низкочастотными — $f_0 \leq 10$ кГц и высокочастотными $f_0 \geq 100$ кГц.

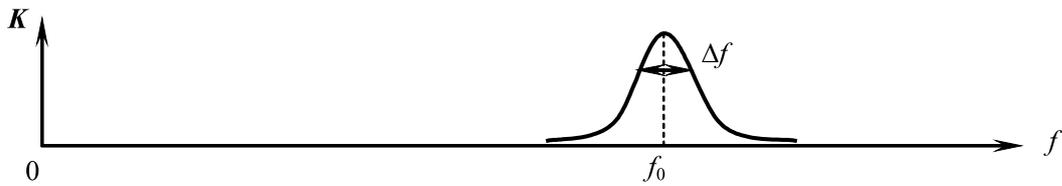


Рис. 2.4 – АЧХ узкополосного усилителя

2.2 Структурная схема и основные показатели усилительного устройства

Самое общее описание усилительного устройства дается его структурной схемой. Один из вариантов структурной схемы усилительного устройства показан на рис. 2.5, где обозначены все параметры источника сигнала, собственно усилителя и нагрузки. Источник сигнала E_c с внутренним сопротивлением R_c подключен к входу усилителя, усилитель работает на нагрузку R_n . Питание усилителя осуществляется источником постоянного напряжения E , потребляемый от источника ток имеет постоянную составляющую I_0 . Будем считать, что эдс E_c источника сигнала имеет гармонический характер, а усилитель работает в линейном режиме (пояснение несколько позже).

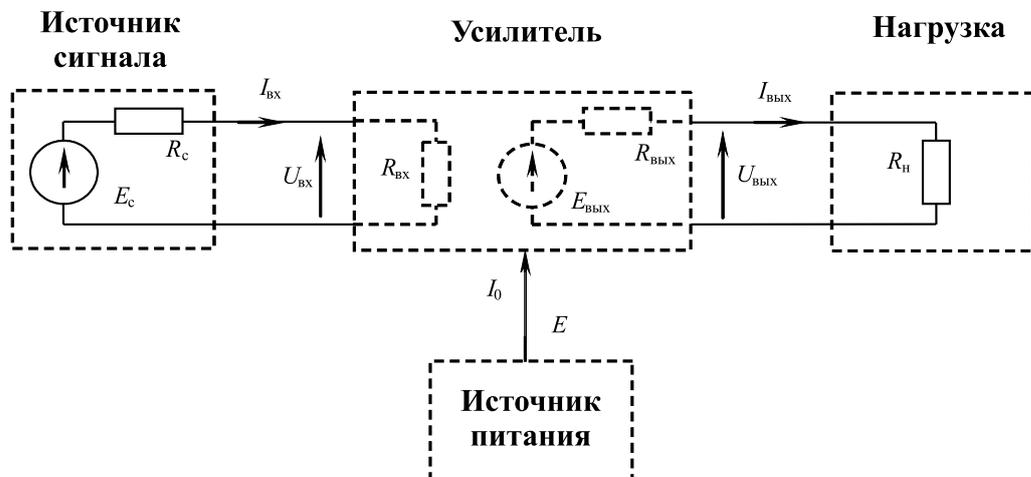


Рис. 2.5 – Структурная схема усилительного устройства

На этом рисунке выход усилителя представлен источником напряжения $E_{\text{вых}}$ с внутренним сопротивлением $R_{\text{вых}}$. Такой источник в электротехнике называют *источником напряжения, управляемым напряжением* (ИНУН): $E_{\text{вых}} = K_U \cdot U_{\text{вх}}$, где под $K_U = K$ следует понимать величину собственного коэффициента усиления по напряжению усилителя при разомкнутой нагрузке (в режиме холостого хода).

Обсудим некоторые параметры усилителя на основе представленной структурной схемы. Гармонический ток $I_{\text{вх}}$ источника сигнала, втекая во входные зажимы усилителя, встречает сопротивление $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление усилителя. Поэтому напряжение сигнала на входных зажимах усилителя $U_{\text{вх}}$ является только частью величины эдс E_c :

$$U_{\text{ВХ}} = E_{\text{с}} \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{с}} + R_{\text{ВХ}}}. \quad (2.1)$$

Из (2.1) ясно, что напряжение сигнала на входе усилителя тем больше, чем больше $R_{\text{ВХ}}$ по сравнению с $R_{\text{с}}$. Вот почему в данном случае важно стремиться к наибольшему значению входного сопротивления усилителя.

Из эквивалентной схемы видно, что полезное напряжение на выходе усилителя $U_{\text{ВЫХ}}$, в свою очередь, является лишь частью внутренней эдс $E_{\text{ВЫХ}}$:

$$U_{\text{ВЫХ}} = E_{\text{ВЫХ}} \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}}. \quad (2.2)$$

Выражение (2.2) говорит, что для обеспечения наибольшего полезного напряжения на нагрузке следует стремиться обеспечить наименьшую величину выходного сопротивления по сравнению с величиной нагрузки $R_{\text{Н}}$.

Итак, с точки зрения наилучших условий усиления по напряжению в данной структурной схеме следует принимать меры к повышению входного $R_{\text{ВХ}}$ и к понижению выходного $R_{\text{ВЫХ}}$ сопротивлений усилителя.

Важным параметром усилителя является коэффициент сквозного усиления по напряжению $K_{\text{СКВ}}$. Его можно определить с учетом (2.1)–(2.2) следующим образом:

$$K_{\text{СКВ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\text{с}}} = K \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{с}} + R_{\text{ВХ}}} \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}}. \quad (2.3)$$

Здесь $E_{\text{с}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$ амплитудные либо действующие значения гармонических напряжений эдс источника сигнала и напряжения на выходе усилителя.

Рассмотрим еще два варианта структурных схем усилителей применительно к конкретному виду усилительного элемента, на котором строится усилитель, — биполярному и полевому транзисторам.

Как известно [2], широкое распространение получила эквивалентная линейная схема замещения биполярного транзистора (БПТ) в системе H -параметров с источником тока, управляемым входным током (ИТУТ). На рис. 2.6 показана упрощенная структурная схема усилительного устройства на биполярном транзисторе (для определенности, включенном по схеме с общим эмиттером).

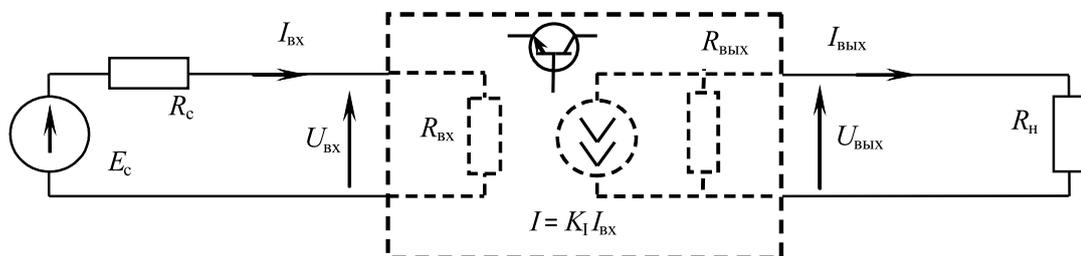


Рис. 2.6 – Структурная схема усилительного устройства на биполярном транзисторе

Сделаем приближенную оценку, какие параметры этой структурной схемы существенны для эффективного усиления по напряжению? Вспомним, что входное сопротивление БПТ есть его параметр $h_{11Э}$, тогда грубо можно считать $R_{\text{ВХ}} \approx h_{11Э}$

(см. §§3.3, 6.4 [1]), коэффициент усиления по току $K_I = h_{21Э}$, выходное сопротивление $R_{ВЫХ} = 1/h_{22Э}$.

Собственное выходное сопротивление БПТ $R_{ВЫХ} = 1/h_{22Э}$, как правило, существенно превышает сопротивление внутренней (определяется конкретной схемой усилителя) и внешней R_H нагрузки усилителя. Если обозначить эквивалентное выходное сопротивление усилителя $R_{ЭВЫХ}$, можно записать:

$$U_{ВЫХ} = I_{ВЫХ} \cdot R_{ЭВЫХ} = K_I \cdot I_{ВХ} \cdot R_{ЭВЫХ} = h_{21Э} \cdot I_{ВХ} \cdot R_{ЭВЫХ}.$$

Подставляя сюда $I_{ВХ} = \frac{E_c}{R_c + R_{ВХ}} = \frac{E_c}{R_c + h_{11Э}}$, определим величину сквозного коэффициента усиления:

$$K_{СКВ} = \frac{U_{ВЫХ}}{E_c} = h_{21Э} \frac{R_{ЭВЫХ}}{R_c + h_{11Э}}. \quad (2.4)$$

Это выражение дает представление о влиянии входящих в его параметров на величину коэффициента усиления по напряжению усилителя на БПТ. Наиболее существенным из них является коэффициент усиления по току $K_I = h_{21Э}$.

Вариант структурной схемы усилителя на полевом транзисторе (ПТ) показан на рис. 2.7. Источник тока на данной схеме в электротехнике называют *источником тока, управляемым напряжением* (ИТУН).

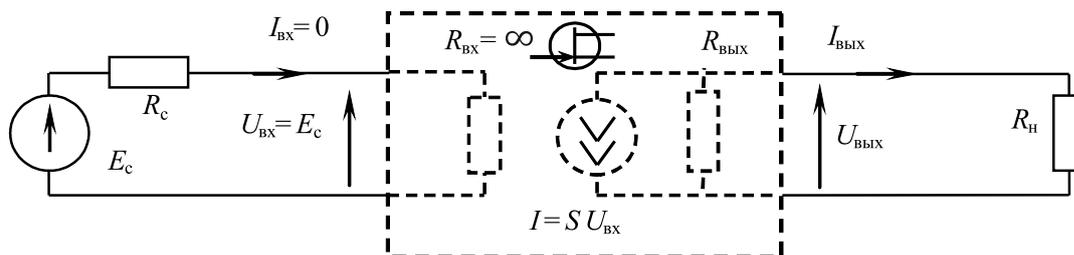


Рис. 2.7 – Структурная схема усилительного устройства на полевом транзисторе

Вспомним (см. §3.3 [2]), что входное сопротивление ПТ крайне велико $R_{ВХ} = \infty$, входной ток ничтожен $I_{ВХ} = 0$, выходное сопротивление $R_{ВЫХ}$ достаточно велико и, как правило, существенно превышает сопротивление внутренней (определяется конкретной схемой усилителя) и внешней R_H нагрузки усилителя. Если обозначить эквивалентное выходное сопротивление усилителя $R_{ЭВЫХ}$, то

$$U_{ВЫХ} = I_{ВЫХ} \cdot R_{ЭВЫХ} = S \cdot U_{ВХ} \cdot R_{ЭВЫХ} = S \cdot E_c \cdot R_{ЭВЫХ}$$

и сквозной коэффициент усиления определится как

$$K_{СКВ} = \frac{U_{ВЫХ}}{E_c} = S \cdot R_{ЭВЫХ}, \quad (2.5)$$

где S — крутизна транзистора в рабочем режиме.

Итак, рассмотренные структурные схемы позволили получить понятия о таких параметрах усилителя, как входное $R_{ВХ}$ и выходное $R_{ВЫХ}$ сопротивления, коэффициенты собственного K и сквозного $K_{СКВ}$ усиления по напряжению, коэффициент

усиления по току $h_{21Э}$ для биполярного транзистора и крутизна S полевого транзистора. Можно ввести понятия коэффициента усиления усилителя по току

$$K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}},$$

коэффициента усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = K_U \cdot K_I.$$

Коэффициенты усиления могут быть выражены в логарифмических единицах — децибелах (дБ):

$$K_U \text{ (дБ)} = 20 \lg K_U; \quad K_I \text{ (дБ)} = 20 \lg K_I; \quad K_P \text{ (дБ)} = 10 \lg K_P.$$

Логарифмические единицы удобны тем, что общий коэффициент усиления усилителя, составленного из отдельных каскадов, равен сумме коэффициентов усиления отдельных каскадов усиления (выраженных в логарифмических единицах).

Кроме параметров, усилитель описывается своими характеристиками в частотной и временной областях. Если представить усилитель в виде четырехполюсника (рис. 2.8) с комплексными напряжениями на входе $U_{\text{ВХ}}$ и выходе $U_{\text{ВЫХ}}$, то комплексный коэффициент передачи (усиления) запишется как

$$\mathbf{K}(f) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = K(f) \cdot e^{j\varphi(f)}, \quad (2.6)$$

где $K(f)$ — носит название амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) усилителя (уже упоминалась в начале главы), $\varphi(f)$ — фазо-частотная характеристика (ФЧХ) усилителя. ФЧХ говорит о сдвиге фаз между выходным и входным напряжениями в зависимости от частоты.

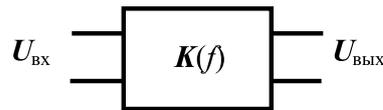


Рис. 2.8 – Усилитель как четырехполюсник

Типовое поведение АЧХ и ФЧХ для усилителя звуковых частот показано на рис. 2.9. За границами рабочего диапазона частот, характеризуемого наибольшим коэффициентом усиления K_0 и близким к нулю фазовым сдвигом, появляются частотные и фазовые искажения. Частоты f_n и f_v , на которых коэффициент передачи падает до уровня $K_0 = K_0/\sqrt{2}$, приблизительно $0,707K_0$, называются нижней и верхней граничными частотами, а разность между ними $\Delta F = f_v - f_n$ называют полосой пропускания усилителя. Для неискаженного усиления сигналов звукового диапазона усилитель должен иметь полосу пропускания от 20 Гц до 20 кГц. Иногда для оценки эффективности усилителя используют параметр Π — «полоса усиления»

$$\Pi = K_0 \cdot \Delta F \approx \text{const}. \quad (2.7)$$

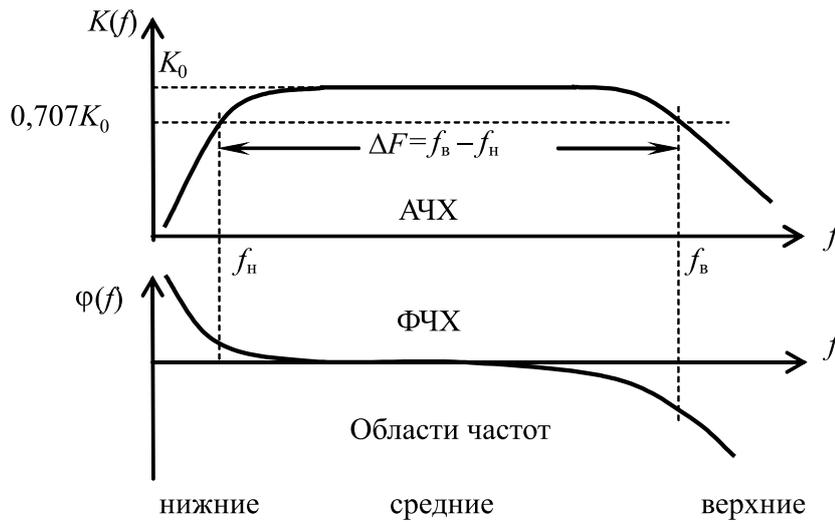


Рис. 2.9 – АЧХ и ФЧХ усилителя звуковых частот

Этот параметр обладает той особенностью, что для данного усилителя величина его приблизительно постоянна.

Во временной области усилитель описывается переходной характеристикой $h(t)$, как реакцией усилителя на входное воздействие в виде единичного скачка (ступеньки) тока или напряжения.

Переходная характеристика усилителя дает возможность оценить искажения, возникающие при усилении сигналов импульсной формы.

Аналитически переходную характеристику можно определить как оригинал операторного выражения

$$\frac{K(p)}{K_0 \cdot p}$$

где $K(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)}$ — операторный коэффициент передачи. Возможный вид переходной характеристики УЗЧ приведен на рис. 2.10.

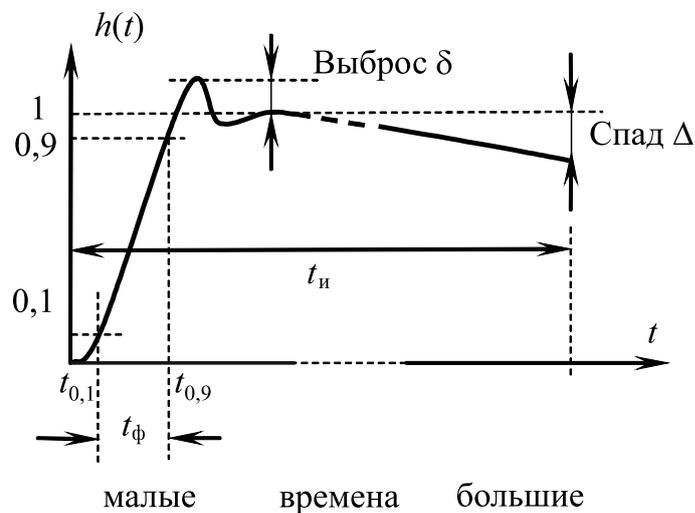


Рис. 2.10 – Переходная характеристика усилителя

Эта характеристика отображает переходные процессы в схеме и позволяет судить об искажениях усиливаемого импульсного сигнала. Представляют интерес следующие параметры переходной характеристики, которые говорят об искажении импульсного сигнала:

- 1) время нарастания фронта $t_{\phi} = t_{0,9} - t_{0,1}$, определяемое как время, в течение которого выходной импульс нарастает от уровня 0,1 до уровня 0,9 от установившегося значения $h(t)$;
- 2) относительный выброс фронта импульса $\delta = h_{\max} - 1$, представляющий собой превышение выходного сигнала над его установившимся значением;
- 3) относительный спад вершины импульса $\Delta = 1 - h(t_n)$, где t_n — длительность усиливаемого импульса.

Амплитудно-частотная и переходная характеристики усилителя однозначно связаны друг с другом. Области верхних частот соответствует переходная характеристика в области малых времен. Время нарастания фронта импульса обратно пропорционально верхней граничной частоте и может быть оценено по следующей формуле:

$$t_{\phi} = \frac{0,35}{f_{\text{в}}}. \quad (2.8)$$

Области нижних частот соответствует переходная характеристика в области больших времен. Величина спад импульса Δ определяется нижней граничной частотой $f_{\text{н}}$ и длительностью импульса t_n .

Для неискаженного усиления импульсных сигналов усилитель должен обеспечить равномерное усиление широкого спектра частот. Чем круче фронт входного сигнала, тем шире его спектр в области верхних частот. В этом случае стремятся расширить полосу пропускания в области верхних частот, т. е. обеспечить возможно меньшую длительность фронта t_{ϕ} . Если же усиливаемый импульс содержит медленно изменяющиеся участки, то для более точного его воспроизведения требуется расширить полосу пропускания в области нижних частот (в идеале иметь $f_{\text{н}} = 0$ как в УПТ), т. е. уменьшить искажения в области больших времен. Частотные, фазовые и переходные искажения относятся к числу линейных искажений.

Линейные искажения, вносимые усилителем, обусловлены непостоянством его АЧХ и нелинейностью ФЧХ. Степень неравномерности АЧХ оценивают коэффициентом частотных искажений

$$M(f) = \frac{K_0}{K(f)} \quad \text{или} \quad M \text{ (дБ)} = 20 \lg M.$$

Упомянутый ранее уровень $0,707K_0$ соответствует $M_{\text{н}} = M_{\text{в}} = \sqrt{2}$ или $M = 3$ дБ.

Хотя усилители должны усиливать сигналы без искажений, в действительности формы входного и выходного колебаний в точности не совпадают. Нелинейные искажения при гармоническом входном сигнале проявляются в том, что выходной сигнал содержит гармоники с частотами, кратными частоте входного сигнала. Степень нелинейности оценивают коэффициентом нелинейных искажений K_{Γ} (коэффициентом гармоник)

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + I_{4m}^2 + \dots}}{I_{1m}}, \quad (2.9)$$

где I_{km} — амплитудное значение k -ой гармоники выходного тока; I_{1m} — амплитудное значение первой гармоники выходного тока.

Нелинейные искажения в усилителе обусловлены наличием нелинейных элементов в схеме (транзисторов) и зависят от величины амплитуды сигнала. Искажения обычно уменьшаются с уменьшением амплитуды.

Назовем еще одну очень важную для усилителя характеристику — амплитудную (АХ). Ее снимают или рассчитывают как зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного

$$U_{\text{твых}} = f(U_{\text{твх}})$$

при подаче на вход усилителя гармонического сигнала частотой f , лежащей в полосе пропускания усилителя. Типовая амплитудная характеристика усилителя показана на рис. 2.11.

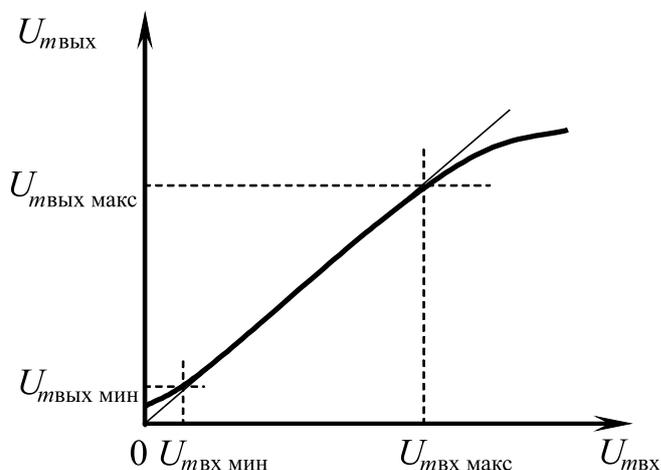


Рис. 2.11 — Типовая амплитудная характеристика усилителя

Амплитудная характеристика позволяет судить о линейности усилителя. Реальные АХ нелинейны, это наиболее ярко выражено при малых и больших уровнях входного сигнала.

Нелинейность начального участка АХ обусловлена собственными шумами и наводками, которые приводят к появлению напряжения на выходе усилителя даже при отсутствии входного сигнала. При больших амплитудах входного сигнала начинает сказываться нелинейность ВАХ активных приборов, используемых в усилителях, из-за чего искажается форма выходного сигнала и падает усиление.

АХ считается линейной на участках, где усиление происходит с допустимым уровнем нелинейных искажений. Для АХ, изображенной на рис. 2.11, линейным является участок от $U_{\text{твх мин}}$ до $U_{\text{твх макс}}$.

Отношение этих напряжений характеризует динамический диапазон усилителя

$$D = \frac{U_{\text{твх макс}}}{U_{\text{твх мин}}} \quad \text{или} \quad D \text{ (дБ)} = 20 \lg D.$$

Динамический диапазон усилителя должен быть больше, чем динамический диапазон усиливаемого сигнала. Так, для качественного усиления сигнала микрофона при воспроизведении звучания симфонического оркестра требуется динамический диапазон порядка 60 дБ.

Для получения необходимого усиления используют многокаскадные усилители, в которых каждый последующий каскад подключен к выходу предыдущего. Так, усилитель, предназначенный для воспроизведения звукового сигнала в телевизоре или радиоприемнике, содержит несколько каскадов предварительного усиления и выходной каскад. Выходной каскад служит для получения в нагрузке необходимой мощности сигнала $P_n = I_{\text{вых}}^2 R_n = U_{\text{вых}}^2 / R_n$ (здесь $I_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вых}}$ — действующие значения тока и напряжения). Его часто называют усилителем мощности. Он работает в режиме большого сигнала, и для его расчета используют графоаналитические методы, основанные на использовании вольт-амперных характеристик применяемых усилительных элементов (биполярных или полевых транзисторов). В случае усилителя мощности важное значение имеет коэффициент полезного действия (КПД)

$$\eta = \frac{P_n}{P_\Sigma},$$

где P_Σ — суммарная мощность, потребляемая каскадом от источника питания), оценка нелинейных искажений, обеспечение приемлемого теплового режима.

Каскады предварительного усиления служат для усиления сигнала по напряжению до величины, достаточной для «раскачки» выходного каскада, и работают в режиме малого сигнала. Для их анализа и расчета используют аналитические методы, основанные на применении эквивалентных схем и малосигнальных параметров транзистора в выбранной рабочей точке.

Способы соединения (связи) каскадов зависят от вида многокаскадного усилителя. В УПТ используется только непосредственная (или гальваническая) связь каскадов. В усилителях переменного тока (УНЧ, УВЧ) используется также емкостная и трансформаторная связь, передающие только переменную составляющую сигнала.

2.3 Обратные связи в усилительных устройствах



.....
Обратной связью (ОС) называют подачу части (или всего) выходного сигнала усилителя на его вход. Обычно ее специально вводят для целенаправленного изменения характеристик усилительного устройства. Однако иногда она возникает самопроизвольно. Такую обратную связь называют **паразитной**. В зависимости от способа получения сигнала ОС различают обратную связь по напряжению (рис. 2.12 а, б), когда сигнал ОС пропорционален напряжению нагрузки, и обратную связь по току (рис. 2.12 б, г), когда сигнал ОС пропорционален току нагрузки.



.....
 По способу введения сигнала ОС во входную цепь усилителя различают обратную связь, параллельную (рис. 2.12 а, в) и последовательную (рис. 2.12 б, г).

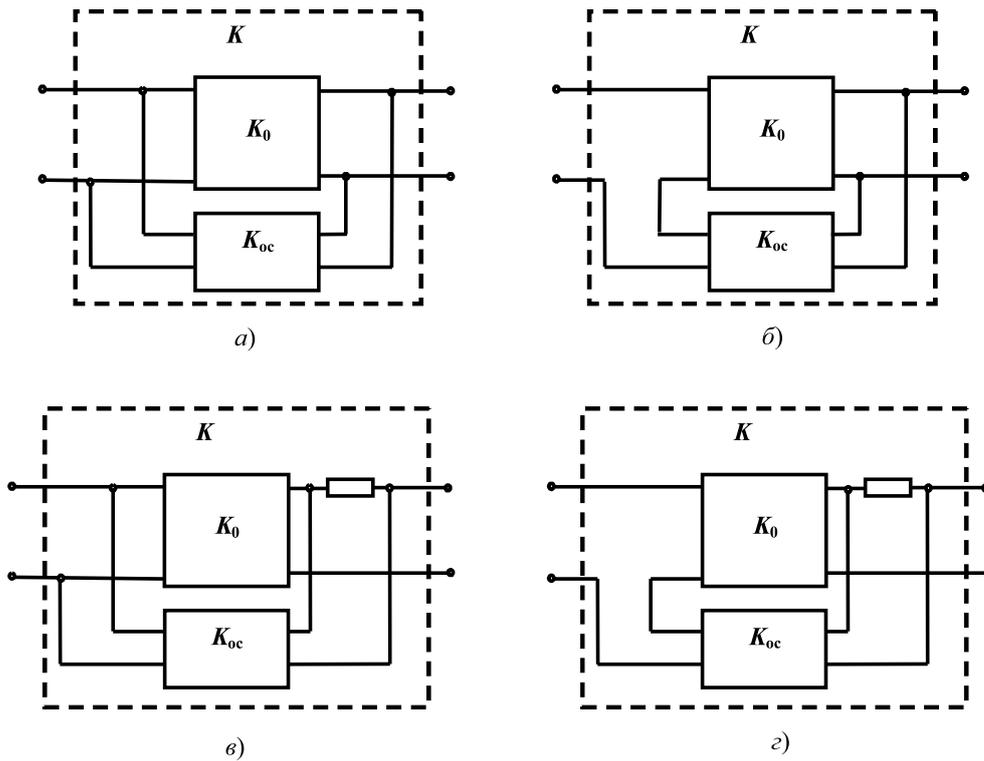


Рис. 2.12 – Виды обратных связей: а) параллельная обратная связь по напряжению; б) последовательная обратная связь по напряжению; в) параллельная обратная связь по току; з) последовательная обратная связь по току

Свойства усилителя, охваченного обратной связью, рассмотрим на примере часто используемого в практике случая последовательной обратной связи по напряжению. На рисунке 2.13 сделаны все необходимые обозначения. В общем случае все указанные на рисунке величины являются комплексными. При этом можно записать:

$$K_0 = \frac{U_2}{U'_1} = K_0 \cdot e^{j\varphi_K} \text{ — коэффициент передачи собственно усилителя;} \quad (2.10)$$

$$K_{oc} = \frac{U_{oc}}{U_2} = K_{oc} \cdot e^{j\varphi_{oc}} \text{ — коэффициент передачи цепи обратной связи;} \quad (2.11)$$

$$K = \frac{U_2}{U_1} = K \cdot e^{j\varphi} \text{ — коэффициент передачи усилителя, охваченного цепью обратной связи.} \quad (2.12)$$

Обратную связь называют отрицательной (ООС), когда напряжение обратной связи вычитается из входного напряжения и результирующее напряжение на входе собственно усилителя равно

$$U'_1 = U_1 - U_{oc}. \quad (2.13)$$

Обратная связь считается положительной (ПОС) в случае, когда названные напряжения суммируются (находятся в одной фазе):

$$U'_1 = U_1 + U_{oc}. \quad (2.14)$$

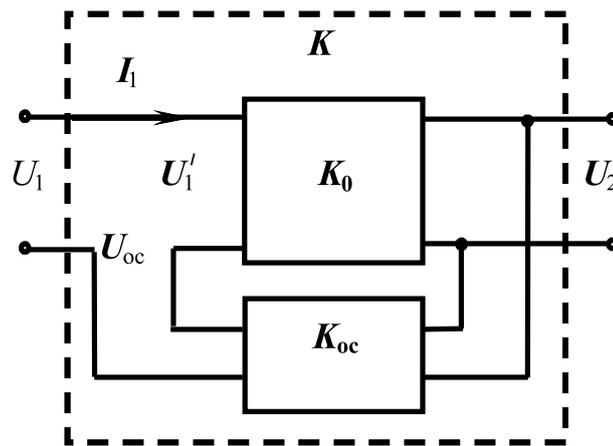


Рис. 2.13 – К вопросу об обратной связи

Случай отрицательной обратной связи

Из (2.13) можно получить:

$$U_1 = U_1' + U_{oc} = U_1' + U_1' \cdot K_0 \cdot K_{oc} = U_1' (1 + K_0 \cdot K_{oc}). \quad (2.15)$$

Подставив (2.15) в (2.12), находим выражение для коэффициента передачи усилителя, охваченного цепью обратной связи:

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{K_0}{1 + K_0 \cdot K_{oc}}. \quad (2.16)$$

Эта формула дает возможность сделать ряд важных выводов, относительно влияния отрицательной обратной связи на свойства усилителя. Для простоты далее считаем, что входящие в формулу (2.16) величины действительные.

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{K_0}{1 + K_0 \cdot K_{oc}}. \quad (2.17)$$

Это имеет место на частотах внутри полосы пропускания усилителя и при резистивной схеме цепи обратной связи. При этих допущениях, как следует из (2.17), становится ясно, каковы последствия отрицательной обратной связи.

1. Снижается коэффициент усиления. Более того, при $K_0 \cdot K_{oc} \gg 1$ (глубокая ООС) величина усиления $K = 1/K_{oc}$ вообще не зависит от K_0 ! Это говорит о том, что повышается стабильность усилителя. Поясним. Внешние дестабилизирующие факторы — окружающая температура, влажность, вибрации, влияние нестабильности источника питания и проч. приводят к нестабильности коэффициента усиления. В то же время, элементы цепи ОС обычно не подвержены влиянию указанных негативных факторов, и именно ее стабильный коэффициент передачи определяет усиление при глубокой ООС.
2. Повышается входное сопротивление усилителя. Это легко показать. Поделим левую и правую части равенства (2.15) на входной ток I_1 : $U_1/I_1 = U_1' (1 + K_0 \cdot K_{oc})/I_1$. Теперь левая часть равенства имеет смысл входного

сопротивления $R_{\text{вх}}$ усилителя с ООС, а отношение U'_1/I_1 есть входное сопротивление собственно усилителя $R_{\text{вх}0}$. Итак, входное сопротивление усилителя растет с увеличением глубины обратной связи:

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{вх}0} \cdot (1 + K_0 \cdot K_{\text{ос}}). \quad (2.18)$$

3. Уменьшается выходное сопротивление усилителя (без доказательства).
4. Уменьшаются нелинейные искажения, возникающие в усилителе за счет снижения уровня усиливаемого сигнала.
5. Расширяется полоса пропускания усилителя (2.7) за счет снижения коэффициента усиления.

Таким образом, «жертвой усиления» при ООС обеспечивается целая гамма полезных качеств усилителя. Желаемый уровень усиления можно обеспечить, в частности, дополнительным каскадом усилителя.

Случай положительной обратной связи

Несложно убедиться, что при ПОС коэффициент передачи усилителя равен

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{K_0}{1 - K_0 \cdot K_{\text{ос}}}. \quad (2.19)$$

Каковы последствия положительной обратной связи? Аналогично прежним толкованиям для случая ООС можно утверждать противоположное:

1. Повышается коэффициент усиления, при этом возрастает неустойчивость усиления.
2. Понижается входное сопротивление усилителя.
3. Увеличивается выходное сопротивление усилителя.
4. Увеличиваются нелинейные искажения, возникающие в усилителе.
5. Сужается полоса пропускания усилителя за счет роста коэффициента усиления.

Применение ПОС в усилителях нецелесообразно ввиду названной гаммы негативных последствий.

Однако из (2.19) следует крайне важный вывод. При

$$K_0 \cdot K_{\text{ос}} = 1 \quad (2.20)$$

коэффициент усиления в усилителе с ПОС обращается в бесконечность. Физически это означает превращение устройства в автогенератор, вырабатывающий незатухающие колебания в отсутствие входного сигнала. Условие (2.20) называют условием самовозбуждения автогенератора. Оно распадается на два частных условия — по модулю (условие баланса амплитуд — БА) и по аргументу (условие баланса фаз — БФ):

$$K_0 \cdot K_{\text{ос}} = 1, \quad (2.21)$$

$$\varphi_K + \varphi_{\text{ос}} = 0(2\pi). \quad (2.22)$$

Если в системе одновременно выполнены условия БА и БФ в интервале частот $f_1 \dots f_2$, то форма вырабатываемых колебаний будет негармонической. Если же условия БА и БФ выполнены на единственной частоте f_r , автогенератор вырабатывает гармонические колебания этой частоты. Названные условия (2.20)–(2.22) лежат в основе теории автогенераторов, построенных по принципу использования ПОС.

До сих пор рассматривались обратные связи, создаваемые в усилителях специально. Поговорим о паразитных ОС, которые возникают в усилителе самопроизвольно и существенно ухудшают его работу.

Существует несколько видов паразитных обратных связей:

- 1) паразитная связь между каскадами через цепи питания. Такая связь обычно имеется в многокаскадном усилителе, питающемся от одного источника питания. Мощные оконечные каскады создают на внутреннем сопротивлении источника питания заметное падение напряжения от переменной составляющей тока. Это переменное напряжение попадает в цепи питания первых каскадов усиления, образуя нежелательные паразитные ОС. Для устранения такого вида ОС применяют развязывающие RC -фильтры, как при сглаживании пульсаций напряжения в выпрямителе;
- 2) емкостные и индуктивные ОС возникают из-за нерационального монтажа, когда в многокаскадном усилителе выходные цепи усилителя расположены вблизи его входных цепей, что приводит к появлению заметной емкости и взаимной индуктивности между элементами входной и выходной цепей. Такие виды ОС устраняют рациональным монтажом и экранированием первых каскадов усилителя.

2.4 Схемотехника резистивных усилителей

В этом пункте приведены краткие сведения, касающиеся схемных решений, режимов работы, параметров и характеристик резистивных усилителей. К резистивным усилителям относят те, внутренняя нагрузка которых является резистором. Нагрузочный резистор создает выходное напряжение за счет сигнальной составляющей тока (постоянной или переменной) усилительного элемента — биполярного или полевого транзистора и может быть включен в коллекторную, эмиттерную, стоковую и истоковую цепи. Как правило, такие усилители используются в предварительных каскадах усиления по напряжению. При этом энергетические показатели (в частности КПД) отступают на второй план, существенным является обеспечение линейности режима, т. е. отсутствие нелинейных искажений. Приведем ряд схемотехнических решений резистивных усилителей.

Усилитель с базовой стабилизацией рабочей точки

Простейшая схема УНЧ на биполярном транзисторе приведена на рис. 2.14. Эмиттер является общим электродом для входной и выходной цепей, поэтому рассматриваемый каскад выполнен по схеме с *общим эмиттером* (ОЭ). С помощью резистора в цепи базы эмиттерный переход смещается в прямом направлении, и на

нем устанавливается напряжение $U_{бэ0}$, примерно порядка 0,3 В для германиевого и 0,7 В для кремниевого транзистора. В цепи базы протекает постоянный ток $I_б = \frac{E_к - U_{бэ0}}{R_б}$. На рис. 2.15 показана рабочая точка A на сквозной характеристике транзистора. Она выбрана на середине ее линейного участка, при этом постоянная составляющая тока коллектора равна $I_{к0}$, при напряжении база-эмиттер $U_{бэ0}$.

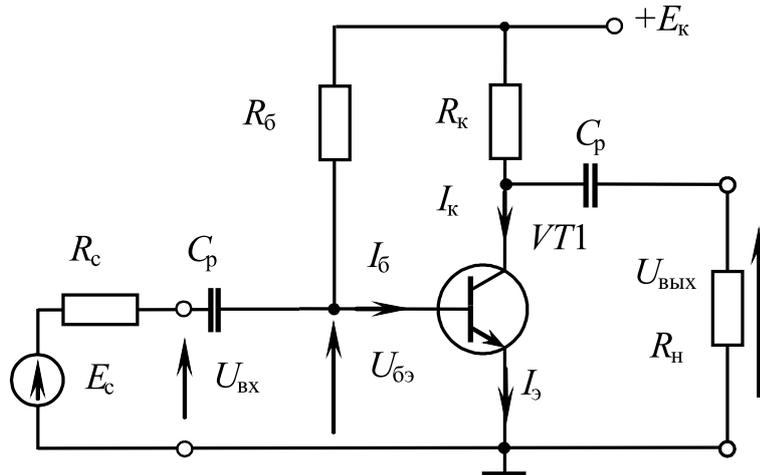


Рис. 2.14 – Схема усилителя с базовой стабилизацией рабочей точки

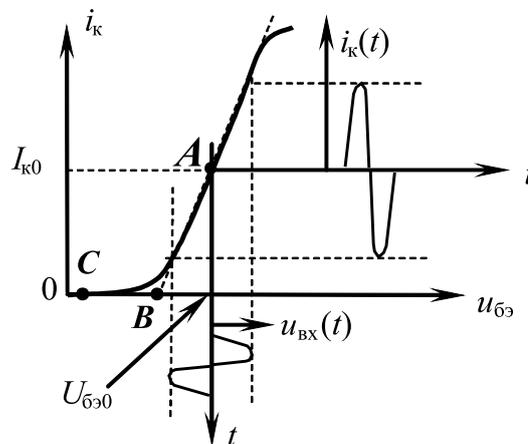


Рис. 2.15 – Рабочая точка на сквозной характеристике транзистора

Переменная составляющая входного напряжения $u_{вх}(t)$ подается через разделительный конденсатор C_p и вызывает изменения тока коллектора транзистора $i_к(t)$. Пока размах входного сигнала находится в пределах линейной части сквозной характеристики, форма тока повторяет форму сигнала и искажения отсутствуют.

Несложно сделать инженерную оценку собственного коэффициента усиления по напряжению. Переменная составляющая тока коллектора $I_{к\sim}$ создает выходное напряжение $U_{ввых\sim}$ на эквивалентном выходном сопротивлении $R_{эввых}$, равном величине параллельного соединения трех сопротивлений $R_к$, $R_н$ и $1/h_{22э}$: $R_{эввых} = R_к || R_н || 1/h_{22э}$. Как правило, выходное сопротивление транзистора $1/h_{22э}$ существенно больше двух других, поэтому можно принять $R_{эввых} = R_к || R_н$. Тогда можно

записать $U_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{К}} \cdot R_{\text{ЭВЫХ}} = I_{\text{Б}} \cdot h_{21Э} \cdot R_{\text{ЭВЫХ}}$, где переменная составляющая тока базы $I_{\text{Б}}$ равна $U_{\text{ВХ}}/R_{\text{ЭВХ}}$. Эквивалентное входное сопротивление $R_{\text{ЭВХ}}$ образовано параллельным соединением двух сопротивлений $R_{\text{Б}}$ и $h_{11Э}$, из которых $R_{\text{Б}}$ гораздо больше $h_{11Э}$, поэтому считаем $R_{\text{ЭВХ}} = h_{11Э}$ и $I_{\text{Б}} = U_{\text{ВХ}}/h_{11Э}$. Итак, в итоге собственный коэффициент усиления по напряжению K равен

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = h_{21Э} \frac{R_{\text{ЭВЫХ}}}{h_{11Э}}. \quad (2.23)$$

Отметим, что данный усилитель является инвертирующим, т. е. напряжения на коллекторе (выходное) и на базе (входное) изменяются в противофазе.

Усилитель с коллекторной стабилизацией рабочей точки

Схема усилителя показана на рис. 2.16 и отличается от предыдущей только тем, что резистор $R_{\text{Б}}$, задающий необходимый ток базы в рабочей точке, подключен теперь к выводу коллектора транзистора. Ток базы определяется несколько иначе:

$$I_{\text{Б}} = \frac{E_{\text{К}} - I_{\text{К}0}R_{\text{К}} - U_{\text{БЭ}0}}{R_{\text{Б}}} = \frac{U_{\text{КЭ}0} - U_{\text{БЭ}0}}{R_{\text{Б}}},$$

где $U_{\text{КЭ}0}$ — напряжение коллектор-эмиттер в рабочей точке.

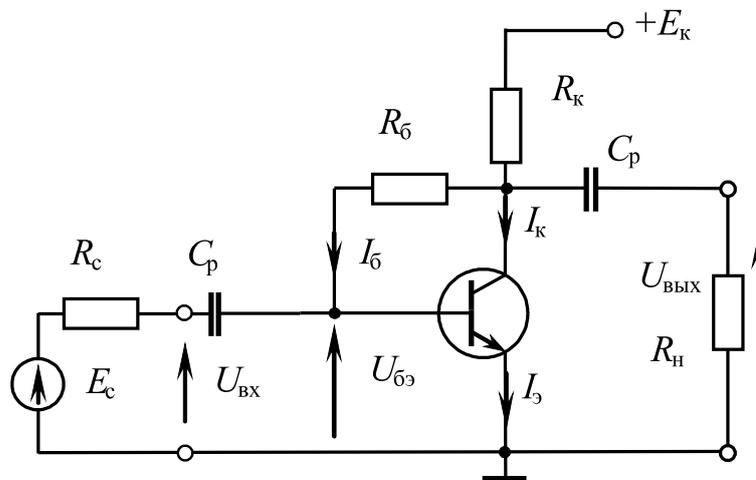


Рис. 2.16 – Усилитель с коллекторной стабилизацией рабочей точки

Благодаря особому включению резистора $R_{\text{Б}}$ в усилителе имеет место отрицательная обратная связь: $R_{\text{Б}}$ включен между инверсным входом и выходом. По типу данная ООС параллельная по напряжению. Наличие ООС, как отмечалось выше, благоприятно действует на показатели усилителя.

Усилитель с эмиттерной стабилизацией рабочей точки

Существенным недостатком биполярных транзисторов является зависимость их параметров от температуры. При повышении температуры происходит смещение точки покоя A вверх по нагрузочной прямой постоянного тока и возможен выход ее за пределы линейного участка в область насыщения (см. рис. 6.9 [2]).

Для уменьшения влияния температуры на работу усилительного каскада с ОЭ в цепь эмиттера включают резистор R_3 , шунтированный конденсатором C_3 (рис. 2.17). В цепи базы для создания начального смещения $U_{б3}$ между базой и эмиттером применен делитель R_1, R_2 , причем ток делителя I_d выбран значительно большим тока базы $I_б$. Напряжение $U_{б3}$ зависит от сопротивлений резисторов: $U_{б3} \approx \frac{E_k \cdot R_2}{R_1 + R_2} - R_3 I_3$.

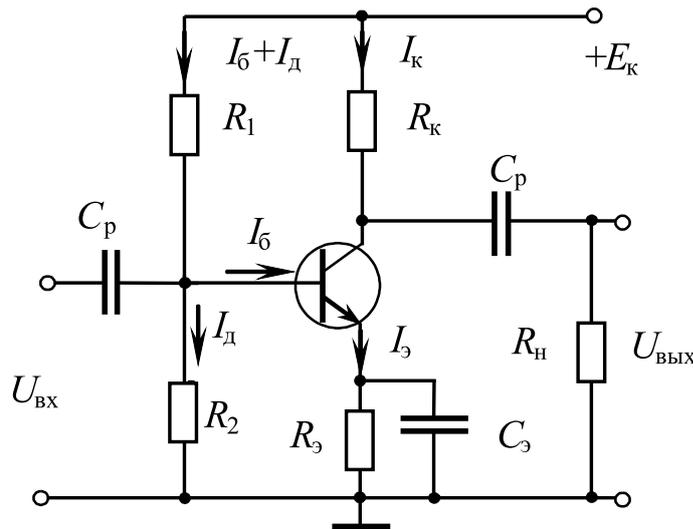


Рис. 2.17 – Усилитель с эмиттерной стабилизацией рабочей точки

При наличии резистора R_3 увеличение эмиттерного тока $I_э = I_к + I_б$ из-за повышения температуры приводит к возрастанию падения напряжения на резисторе R_3 . Это вызывает снижение потенциала базы по отношению к потенциалу эмиттера и, следовательно, уменьшение токов $I_э$ и $I_к$. В схеме действует ООС по постоянному току. Ясно, что уменьшение коллекторного тока под действием резистора R_3 не может полностью скомпенсировать рост его за счет температуры, но влияние температуры на ток $I_к$ при этом во много раз снижается.

Пример расчета резистивного усилителя с эмиттерной стабилизацией рабочей точки в статическом и динамическом режимах приведен в §6.4 [2].

Усилитель с противосвязью

На рисунке 2.18 показана схема резистивного усилителя с противосвязью, отличающаяся от предыдущей лишь отсутствием конденсатора C_3 в цепи эмиттера. Однако при этом свойства усилителя существенно изменяются: возникла отрицательная обратная связь (ООС) за счет падения переменного (сигнального) напряжения на сопротивлении R_3 , которое теперь вычитается из входного сигнала. Коэффициент обратной связи можно оценить как отношение напряжения ОС к выходному напряжению

$$K_{ос} = \frac{U_{ос}}{U_{вых}} = \frac{I_э \cdot R_3}{I_к \cdot R_к} \approx \frac{R_3}{R_к}. \quad (2.24)$$

При этом согласно (2.18) возросло входное сопротивление транзистора $R_{\text{вх}} = R_{\text{вх}0} \cdot (1 + K_0 \cdot K_{\text{ос}}) = h_{11\text{Э}} \cdot (1 + K_0 \cdot K_{\text{ос}})$. В случае $K_0 \cdot K_{\text{ос}} \gg 1$ и входное сопротивление транзистора становится равным

$$R_{\text{вх}} \approx h_{11\text{Э}} \cdot K_0 \cdot K_{\text{ос}}. \quad (2.25)$$

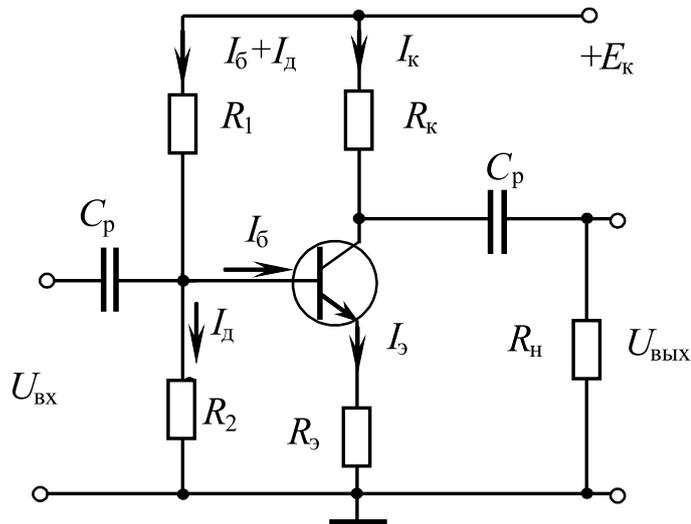


Рис. 2.18 – Усилитель с противосвязью

Если в инженерной формуле (2.23) для коэффициента усиления принять $R_{\text{эвых}} = R_{\text{к}}$ и заменить $h_{11\text{Э}}$ на $R_{\text{вх}}$ (2.25), то можно получить следующую оценку коэффициента усиления за счет ООС:

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = h_{21\text{Э}} \frac{R_{\text{эвых}}}{h_{11\text{Э}}} = h_{21\text{Э}} \frac{R_{\text{к}}}{h_{11\text{Э}} \cdot h_{21\text{Э}} \frac{R_{\text{к}}}{h_{11\text{Э}}} \cdot \frac{R_3}{R_{\text{к}}}} = \frac{R_{\text{к}}}{R_3}. \quad (2.26)$$

Усилитель по схеме с общим коллектором (ОК) – эмиттерный повторитель

На рис. 2.19 приведен вариант построения усилителя по схеме с общим коллектором (ОК).

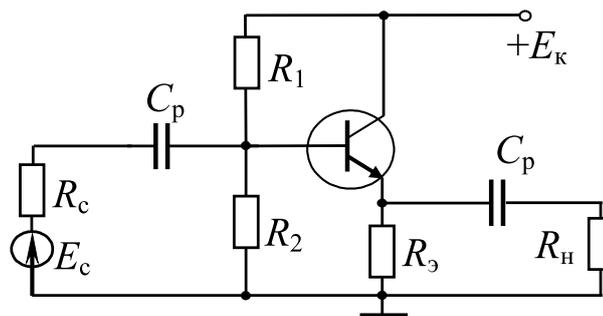


Рис. 2.19 – Эмиттерный повторитель

В данном каскаде сопротивления выходной цепи по постоянному R_{Σ} и переменному R_{Σ} току определяются соотношениями $R_{\Sigma} = R_3$, $R_{\Sigma} = R_3 \parallel R_H$. Коллектор транзистора по переменному току заземлен (внутреннее сопротивление источника питания E_K близко к нулю). В каскаде действует стопроцентная ООС по напряжению, при этом входное сопротивление со стороны базы транзистора $R_{вх} = h_{11Э} + R_{\Sigma}(1 + h_{21Э})$ резко увеличивается по сравнению с собственным входным сопротивлением транзистора $h_{11Э}$. Коэффициент усиления по напряжению близок к единице $K \approx 1$. Выходное напряжение практически повторяет входное и по величине, и по фазе, поэтому каскад с ОК называют эмиттерным повторителем. Он отличается большим входным и малым выходным сопротивлением. За счет глубокой ООС имеет более широкую полосу пропускания по сравнению с каскадом по схеме с ОЭ. Находит широкое применение как согласующий каскад между высокоомным источником сигнала и низкоомной нагрузкой.

Резистивный усилитель на полевом транзисторе

Значительно проще большое входное сопротивление получить в усилительном каскаде на полевом транзисторе (рис. 2.20). Резистор R_1 поддерживает в режиме покоя равенство потенциалов затвора и общей точки усилительного каскада. На передаточной характеристике полевого транзистора (см. рис. 2.21) показана рабочая точка РТ. Протекая по сопротивлению R_3 , ток стока I_{C0} создает на истоке положительный потенциал $U_{зи0}$. Таким образом, $p-n$ -переход «затвор-исток» оказывается смещен в обратном направлении, и ток через резистор R_1 не протекает. Сопротивление R_1 выбирается достаточно большим (до единиц мегаом), что обеспечивает большое входное сопротивление усилителя в рабочем диапазоне частот.

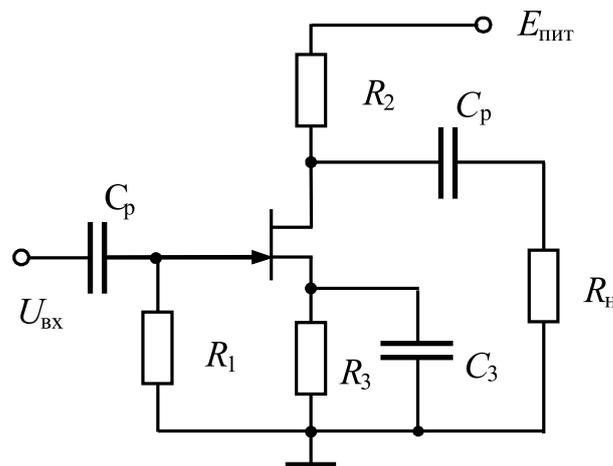


Рис. 2.20 – Усилитель на полевом транзисторе по схеме с общим истоком (ОИ)

Переменная составляющая напряжения, формируемого на стоке транзистора за счет резистора R_2 , через разделительный конденсатор C_p поступает в нагрузку. Блокировочный конденсатор C_3 устраняет ООС за счет резистора R_3 в рабочем диапазоне частот.

По переменной составляющей исток транзистора заземлен и является общим электродом для источника входного сигнала и нагрузки. Следовательно, транзи-

стор включен по схеме с общим истоком (ОИ). Точку покоя выбирают на участке сквозной характеристики с наибольшей крутизной S .

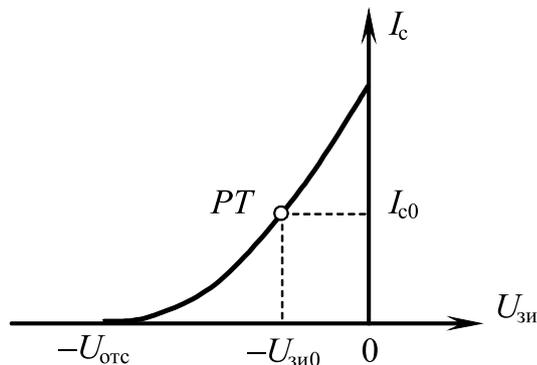


Рис. 2.21 – Передаточная характеристика полевого транзистора

Величина сопротивления резистора R_3 (его называют сопротивлением автоматического смещения) рассчитывается просто: $R_3 = \frac{|U_{зи0}|}{I_{c0}}$.

Полевой транзистор управляется напряжением $U_{вх}$, при этом переменная составляющая тока стока $I_{c\sim} = S U_{вх}$, где S — крутизна характеристики транзистора в рабочей точке. Выходное напряжение $U_{вых\sim} = -I_{c\sim} R_{\sim}$, где $R_{\sim} = R_2 \parallel R_H$ — сопротивление выходной цепи переменному току. Таким образом, коэффициент усиления по напряжению

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{-I_{c\sim} R_{\sim}}{U_{вх}} = \frac{-S U_{вх} R_{\sim}}{U_{вх}} = -S R_{\sim}. \quad (2.27)$$

Как и резистивный усилитель с ОЭ на биполярном транзисторе, каскад с ОИ на полевом транзисторе инвертирует фазу выходного сигнала по отношению к входному.

2.5 Широкополосные усилители мощности



.....
Усилителям мощности свойственны следующие специфические особенности по отношению к другим усилителям:

- как правило, низкое сопротивление нагрузки;
 - высокая единичная мощность на каскад и вытекающее отсюда требование высокого кпд;
 - высокие требования к качеству усиления сигнала — низкий уровень нелинейных искажений.
-



.....
 По виду АЧХ различают усилители мощности широкополосные (ШУМ) и узкополосные — резонансные (РУМ).

В качестве типичного примера ШУМ можно назвать усилитель мощности звуковых частот (УЗЧ), являющийся окончательным звеном любого радиовещательного или телевизионного приемника, музыкального центра и т. д. Примером РУМ может быть мощный окончательный каскад радиопередатчика, радиолокатора, работающий на фиксированной высокой частоте и питающий излучающую антенну. Рассмотрим вначале классическую схемотехнику широкополосных усилителей мощности.

Широкополосный усилитель мощности режима класса А

При проектировании выходных каскадов стремятся максимально полное использовать напряжение и ток источника питания с целью обеспечения более высокого коэффициента полезного действия. Главное назначение выходного каскада — получение требуемой мощности P_n в заданной нагрузке R_n . Оно достигается, прежде всего, выбором соответствующего транзистора.

Повышение КПД возможно за счет использования трансформаторной связи с нагрузкой, а также режимов усиления классов **В** и **АВ**.

На рис. 2.22 приведена схема трансформаторного усилителя мощности на БПТ с ОЭ в режиме класса **А**. Выбор положения рабочей точки **А** ограничен условиями: $I_{\min} < I_0 < I_{km}$; $U_{\min} < U_{кэ0} < U_{кэм}$; $P_k = U_{кэ0}I_0 < P_{km}$, где I_{km} , $U_{кэм}$, P_{km} — предельно допустимые для данного транзистора значения тока коллектора, напряжения коллектор-эмиттер и мощности рассеяния на коллекторном переходе. Графическое представление этих неравенств выделяет рабочую область на выходных характеристиках транзистора. Рабочая точка **А** выбирается на нагрузочной прямой постоянного тока, проходящей вертикально при $U_{кэ} = U_0 = E_k$ максимально близко к гиперболе рассеиваемой мощности P_{km} , однако с небольшим запасом. Через точку **А** и абсциссу $2E_k$ проведена нагрузочная прямая переменного тока. При этом сопротивление динамической нагрузки в цепи коллектора можно рассчитать как $R_{\sim} = E_k/I_0$ (рис. 2.22). Мощность сигнала в коллекторной цепи транзистора графически соответствует площади заштрихованных треугольников (на рис. 2.22):

$$P_{\sim} = \frac{P_n}{\eta_{тр}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_m}{\sqrt{2}} = \frac{I_m U_m}{2} = S_{\Delta}, \quad (2.28)$$

где $\eta_{тр} \approx 0,8-0,9$ — КПД трансформатора.

Коэффициент трансформации $n = \frac{w_2}{w_1}$ выбирают таким, чтобы пересчитанное к первичной цепи сопротивление нагрузки R_n соответствовало рассчитанной выше величине R_{\sim} , обеспечивающей требуемую мощность P_n

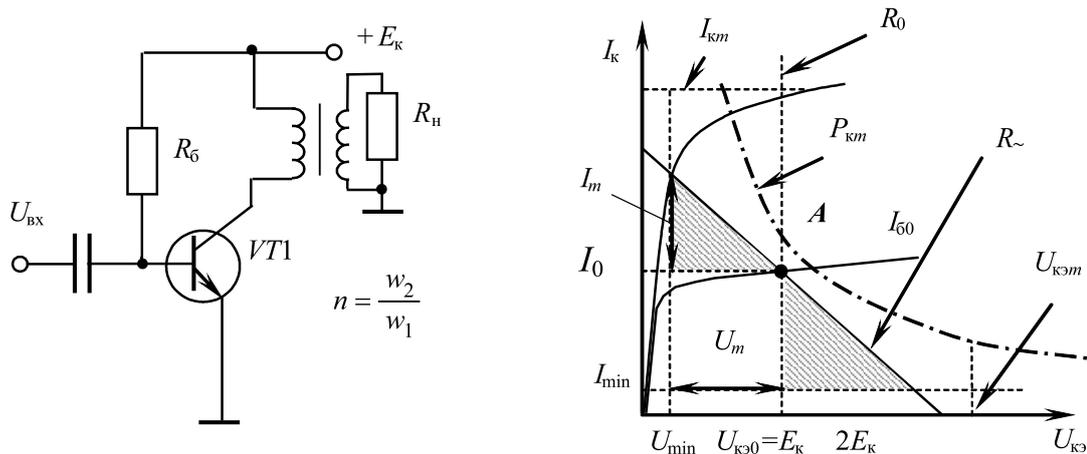
$$R_{\sim} = \frac{R_n}{\eta_{тр} n^2}, \text{ откуда } n = \sqrt{\frac{R_n}{\eta_{тр} R_{\sim}}}. \quad (2.29)$$

Полная мощность, потребляемая от источника питания, равна $P_{\Sigma} = I_0 E_k$.

Коэффициент полезного действия каскада

$$\eta = \frac{P_n}{P_{\Sigma}} = \frac{\eta_{тр} I_m U_m}{2 I_0 E_k} = 0,5 \eta_{тр} \xi \psi, \quad (2.30)$$

где $\xi = \frac{I_m}{I_0} < 1$ — коэффициент использования транзистора по току; $\psi = \frac{U_m}{E_k} < 1$ — коэффициент использования транзистора по напряжению.

Рис. 2.22 – Усилитель звуковых частот класса *A*

Максимальное теоретическое значение КПД трансформаторного каскада в режиме *A* равно 50% (при $\eta_{\text{тр}} = \xi = \psi = 1$). В практических схемах удается реализовать $\eta = (25 - 35)\%$.

Самым тяжелым для транзистора является режим покоя, когда на коллекторе рассеивается мощность $P_0 = U_0 I_0$. При подаче входного сигнала она уменьшается до значения $P_{\text{к}} = P_0 - P_{\text{с}}$.

Недостаток рассматриваемой схемы — трудность температурной стабилизации режима работы транзистора. С этой целью в качестве $R_{\text{б}}$ можно использовать нелинейное сопротивление, значение которого растет с ростом температуры окружающей среды.

Широкополосный усилитель мощности режима класса *B*

Более высокий КПД позволяет получить двухтактный выходной каскад в режиме класса *B* (рис. 2.23). В состоянии покоя (при $U_{\text{вх}} = 0$) транзисторы *VT1* и *VT2* закрыты, так как по постоянному току их эмиттерные переходы закорочены активным сопротивлением вторичных обмоток трансформатора *TV1* и токи базы и коллектора *VT1* и *VT2* равны нулю. К коллекторам транзисторов прикладывается все напряжение источника питания ($U_{\text{кз}} = E_{\text{к}}$ на выходных характеристиках).

При подаче входного гармонического напряжения трансформатор *TV1* формирует на базах транзисторов *VT1* и *VT2* равные по величине, но противоположные по фазе сигналы. В положительный полупериод напряжения на базе *VT1* этот транзистор обеспечивает протекание тока $I_{\text{к1}}$ от источника питания $E_{\text{к}}$ через верхнюю половину первичной обмотки трансформатора *TV2*, формируя на его коллекторе перепад напряжения амплитудой $U_{\text{м}}$. В это время транзистор *VT2* закрыт и к его коллектору прикладывается максимальное обратное напряжение $E_{\text{к}} + U_{\text{м}}$.

В отрицательный полупериод напряжения на базе *VT1* этот транзистор закрыт, но *VT2* обеспечивает протекание тока $I_{\text{к2}}$, который создает в сердечнике трансформатора *TV2* магнитный поток противоположного направления, чем $I_{\text{к1}}$. Постоянное подмагничивание сердечников отсутствует как в выходном (*TV2*), так и во входном (*TV1*) трансформаторах.

Основные соотношения для расчета каскада:

- 1) мощность сигнала в коллекторной цепи транзисторов (соответствует площади заштрихованного на рис. 2.23 треугольника):

$$P_{\sim} = \frac{P_{\text{H}}}{\eta_{\text{тр}}} = \frac{I_m \cdot \psi \cdot E_{\text{K}}}{2}; \quad (2.31)$$

- 2) амплитуда коллекторного напряжения несколько меньше напряжения источника питания E_{K} : $U_m = E_{\text{K}} - U_{\text{min}}$;

- 3) амплитуда тока коллектора транзистора $I_m = \frac{2P_{\sim}}{U_m}$;

- 4) сопротивление выходной цепи переменному току $R_{\sim} = \frac{U_m}{I_m}$;

- 5) коэффициент трансформации выходного трансформатора $n_2 = \sqrt{\frac{R_{\text{H}}}{\eta_{\text{тр}} R_{\sim}}}$;

- 6) мощность, потребляемая от источника питания

$$P_{\Sigma} = I_{\text{cp}} E_{\text{K}}, \quad (2.32)$$

где $I_{\text{cp}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t d\omega t = \frac{2I_m}{\pi}$ — среднее значение тока в цепи источника питания;

- 7) коэффициент полезного действия каскада

$$\eta = \frac{P_{\text{H}}}{P_{\Sigma}} = \frac{\eta_{\text{тр}} \cdot \psi \cdot E_{\text{K}} \cdot \frac{I_m}{2}}{2E_{\text{K}} \cdot \frac{I_m}{\pi}} = \psi \frac{\pi}{4} \eta_{\text{тр}}. \quad (2.33)$$

Максимальное теоретическое значение КПД составляет 78,5% (при $\psi = \eta_{\text{тр}} = 1$). В практических схемах удается реализовать $\eta = (50-60)\%$.

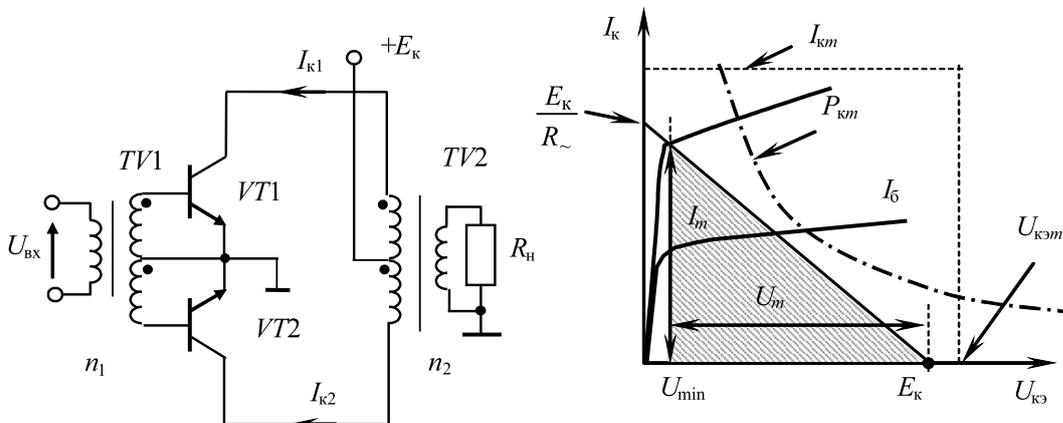


Рис. 2.23 – Усилитель звуковых частот режима класса **B**

Широкополосный усилитель мощности режима класса **AB**

Недостатком режима класса **B** являются искажения сигнала, особенно заметные в моменты перехода сигнала через нуль (искажение типа «ступенька»). Поэтому в практических схемах чаще используют режим **AB** (рис. 2.24). Одновременно со схемой каскада на рисунке показана входная вольт-амперная характеристика БПТ, на которой показано расположение рабочих точек для трех обсуждаемых режимов: **A**, **B** и **AB**. В режиме **AB** ток в рабочей точке выбирается равным не нулю, а порядка пяти процентов от максимального. КПД при этом незначительно снижается по сравнению с режимом класса **B**, но существенно уменьшается уровень нелинейных искажений. Необходимая величина напряжения смещения задается в результате прямого падения напряжения на диоде *VD1*. Это напряжение с ростом температуры уменьшается, что способствует температурной стабилизации начального режима работы транзисторов *VT1* и *VT2*. Заметим, что при полной симметрии плеч четные гармоники в двухтактном выходном каскаде отсутствуют.

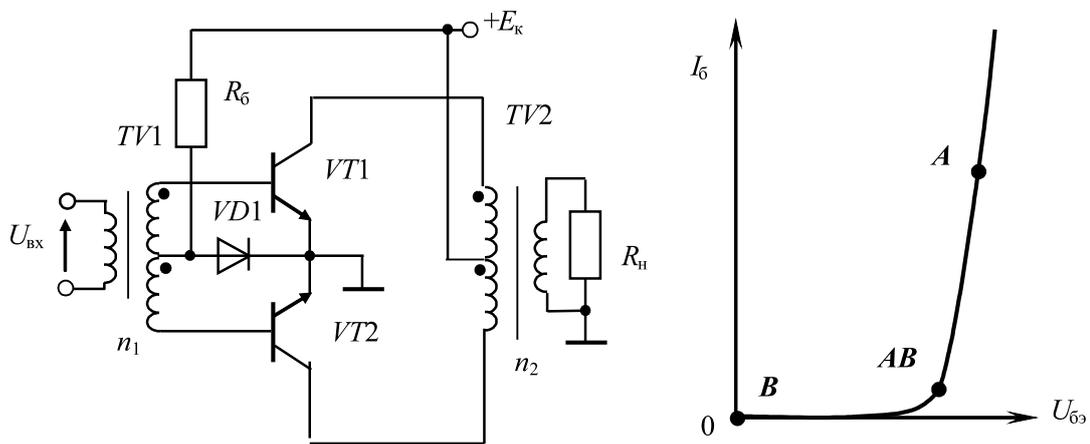


Рис. 2.24 – Трансформаторный выходной каскад в режиме усиления класса **AB**

Трансформатор обеспечивает большую гибкость схем (возможность получить требуемую мощность P_n при различных величинах питающего напряжения E_k), однако он вносит дополнительные частотные искажения (на нижних частотах за счет индуктивности намагничивания, на верхних — за счет индуктивности рассеяния).

2.6 Резонансные усилители режимов класса **A, B, C**. Умножители частоты

Линейные резонансные усилители режима класса **A**



.....
 Усилители, предназначенные для усиления сигналов в узкой полосе частот, называют избирательными.

Избирательное усиление можно получить с помощью частотно зависимой цепи (например, параллельного или последовательного LC -контура), включенной либо в нагрузку, либо в цепь обратной связи транзисторного усилительного каскада.



Усилители с резонансными контурами иначе называют резонансными.



Резонансные усилители широко используются для усиления сигналов радиочастот (усилители высоких частот — УВЧ), при супергетеродинном радиоприеме (усилители промежуточной частоты — УПЧ), в измерительной технике, в системах телемеханики с частотным разделением каналов. Усилители для этих целей должны обладать малыми нелинейными искажениями. В виду ничтожного уровня мощности полезного сигнала КПД для них не критичен. Поэтому такие резонансные усилители работают в режиме класса A (их называют линейные резонансные усилители).

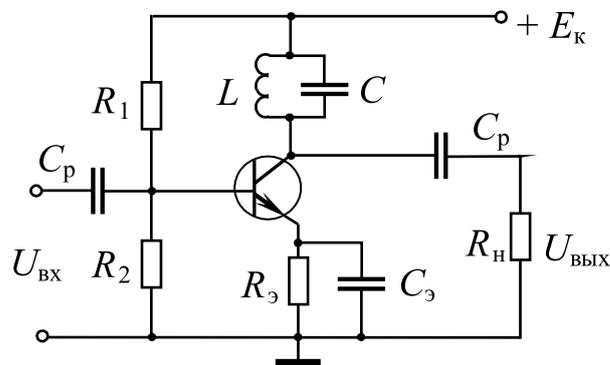


Рис. 2.25 – Резонансный усилитель с параллельным LC -контуром

В представленном на рис. 2.25 усилительном каскаде в цепь коллекторной нагрузки включен параллельный колебательный контур, содержащий конденсатор C и катушку индуктивности L , суммарное сопротивление потерь которых обозначим r . Названные величины являются физическими параметрами контура. Приведем основные расчетные параметры контура [3]:

- резонансная частота, определяемая формулой Томсона

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad \omega_p = 2\pi f_p; \quad (2.34)$$

- характеристическое (волновое) сопротивление

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_p L = \frac{1}{\omega_p C}, \quad (2.35)$$

как видно, волновое сопротивление есть реактивное сопротивление катушки или конденсатора на частоте резонанса;

- добротность или качество колебательного контура показывает, во сколько раз волновое сопротивление превышает сопротивление потерь

$$Q = \frac{\rho}{r} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{r} = \frac{\omega_p L}{r} = \frac{1}{\omega_p C r}; \quad (2.36)$$

- сопротивление контура на резонансной частоте R_0 максимально и равно

$$R_0 = \frac{L}{C} = \frac{\rho^2}{r} = Q\rho = Q^2 r = \frac{\omega_p^2 L^2}{r} = \frac{1}{\omega_p^2 C^2 r}; \quad (2.37)$$

- сопротивление контура с частичным включением на резонансной частоте R'_0 равно

$$R'_0 = p^2 R_0, \quad (2.38)$$

здесь p — коэффициент включения;

- величина сопротивления контура $z(f)$ зависит от частоты

$$z(f) = \frac{R_0}{\sqrt{1 + \xi^2}}, \quad (2.39)$$

где параметр ξ называется обобщенной расстройкой:

$$\xi = \frac{X}{r} = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r} = \frac{\omega L}{r} \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right) \approx 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_p} = 2Q \frac{\Delta f}{f_p}, \quad (2.40)$$

здесь $\Delta\omega = \omega - \omega_p$ и $\Delta f = f - f_p$ есть разность между текущей частотой и резонансной частотой, называемая абсолютной расстройкой частоты.

Приближенное выражение (2.40) для обобщенной расстройки тем более точно, чем выше добротность контура. При величине добротности $Q = 50-100$ погрешность приближения составляет не более (2–1)%.

На рисунке 2.26 показаны резонансные кривые параллельного колебательного контура для двух значений добротности $Q_1 > Q_2$. Полоса частот $\Delta f_{0,7}$, отсчитываемая на уровне $\frac{R_0}{\sqrt{2}}$, носит название полосы пропускания колебательного контура. Ее величина зависит от добротности колебательного контура:

$$\Delta f_{0,7} = \frac{f_p}{Q}. \quad (2.41)$$

Линейная эквивалентная схема резонансного усилителя приведена на рис. 2.27. Предполагается, что в рассматриваемом диапазоне частот конденсаторы C_p и C_s

можно считать замкнутыми. Резисторы R_1 и R_2 отображены на схеме одним резистором R_6 , равным: $R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$. Сопротивление колебательного контура представлено резистором $z(f)$. Выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ можно определить как произведение тока $h_{21Э} I_6$ на эквивалентное сопротивление выходной цепи $R_{\text{ЭКВ}}(f) = z(f) \parallel \frac{1}{h_{22Э}} \parallel R_{\text{Н}}$ и записать частотную зависимость коэффициента усиления каскада по напряжению (АЧХ) в виде (без вывода, по аналогии с §6.4 [1]):

$$K(f) = -\frac{h_{21Э} R_{\text{ЭКВ}}(f)}{h_{11Э}}. \quad (2.42)$$

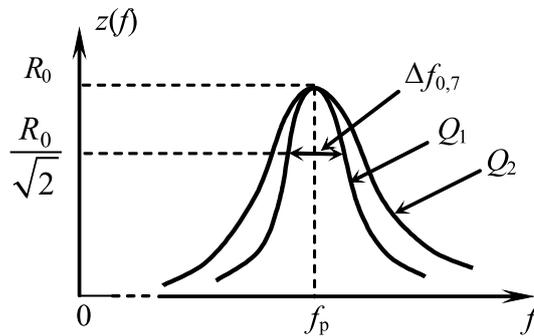


Рис. 2.26 – Резонансные кривые параллельного колебательного контура для двух значений добротности $Q_1 > Q_2$

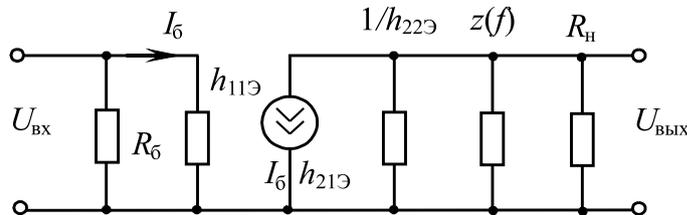


Рис. 2.27 – Эквивалентная схема резонансного усилителя

Наибольшее усиление имеет место на частоте резонанса $f = f_p$, где эквивалентное сопротивление выходной цепи максимально $R_{\text{ЭКВ}}(f_p) = z(f_p) \parallel \frac{1}{h_{22Э}} \parallel R_{\text{Н}} = R_0 \parallel \frac{1}{h_{22Э}} \parallel R_{\text{Н}}$. Таким образом, характер АЧХ резонансного усилителя по форме совпадает с поведением резонансной кривой колебательного контура нагрузки (рис. 2.26).

Высокочастотные избирательные усилители с большим коэффициентом усиления склонны к самовозбуждению за счет внутренней обратной связи по напряжению в транзисторе (ее отражает параметр $h_{12Э}$, который, как правило, не учитывается в приближенных эквивалентных схемах). Для устранения самовозбуждения используется каскадное включение транзисторов (рис. 2.28). Эквивалентный транзистор имеет следующие параметры: $h_{11} \approx h_{11Э}$; $h_{21} \approx h_{21Э}$; $h_{12} \approx h_{12Б}$; $h_{22} \approx h_{22Б}$.

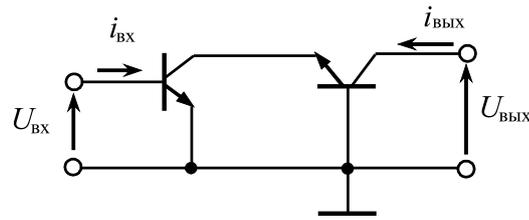


Рис. 2.28 – Каскадное включение транзисторов по схеме «общий эмиттер – общая база»

Каскад с ОБ отличается очень малыми значениями параметров $h_{12Б}$ и $h_{22Б}$. Поэтому в каскадном усилителе уменьшается внутренняя обратная связь в транзисторе и шунтирующее влияние выходной проводимости транзистора на контур.

Для уменьшения шунтирующего влияния внешней нагрузки связь контура с ней делается трансформаторной или автотрансформаторной. Для уменьшения влияния выходной проводимости транзистора используется неполное включение транзистора в контур.

Часто избирательный усилитель должен обеспечить «столообразную» АЧХ с крутыми склонами и плоской вершиной. Это необходимо для передачи протяженного спектра информативного сигнала (усилители промежуточной частоты радиоприемников – УПЧ, оконечные каскады высокой частоты радиопередатчиков). Частотную характеристику такой формы получают, используя «двойки» или «тройки» последовательно включенных взаимно расстроенных каскадов или полосовые двухконтурные фильтры (рис. 2.29).

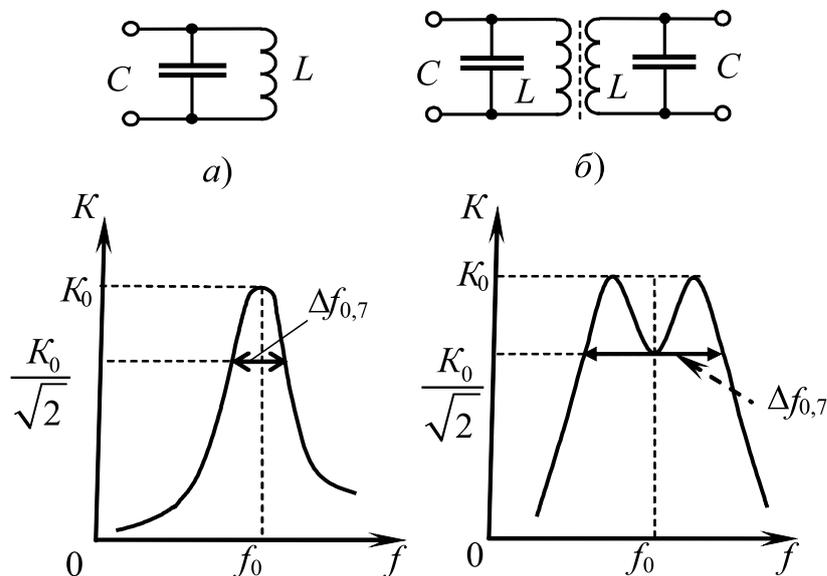


Рис. 2.29 – АЧХ резонансного усилителя (а) с простым параллельным контуром и усилителя с системой двух связанных контуров (б) при критической связи между ними

Качество усиливаемого сигнала (низкий уровень нелинейных искажений) при линейном резонансном усилении высоко как за счет линейности используемого

для усиления участка ВАХ (режим класса *A*), так и за счет высокой избирательности контура. Предельное (теоретическое) значение КПД в этом режиме равно 50%. Реально он существенно ниже. Подчеркнем еще раз, что рассмотренные линейные резонансные усилители работают с малыми уровнями мощности полезного сигнала порядка единиц милливольт. Их задачей является увеличение уровня напряжения сигнала с сохранением его формы.

Необходимость повышения КПД возникает при разработке РУМ радиопередающих устройств при полезных мощностях от единиц ватт до десятков и сотен киловатт. При этом сохраняется требование низкого уровня нелинейных искажений.

Резонансные усилители мощности режимов класса *B* и *C*



.....
 Существенное повышение КПД в резонансных усилителях мощности возможно при использовании режимов работы классов «*B*» и «*C*», т. е. режимов большого воздействия. Такие режимы называют напряженными режимами работы. Форма тока через НЭ при этом резко искажена, в его составе возникают высшие гармоники. Для фильтрации первой гармоники в цепь нагрузки НЭ включают высокочастотный параллельный колебательный контур.

На рис. 2.30 показана упрощенная схема резонансного усилителя мощности. Биполярный транзистор включен по схеме с общим эмиттером, на его базу через дроссель $L_{др}$ подается постоянное напряжение смещения U_0 . Через разделительный конденсатор C_p подается напряжение возбуждения $U_{вх}$, мгновенное значение которого обозначим $u_{бэ}(t)$. В цепь коллектора включен параллельный колебательный контур L, C с коэффициентом частичного включения p . Выходное напряжение снимается с помощью катушки связи $L_{св}$.

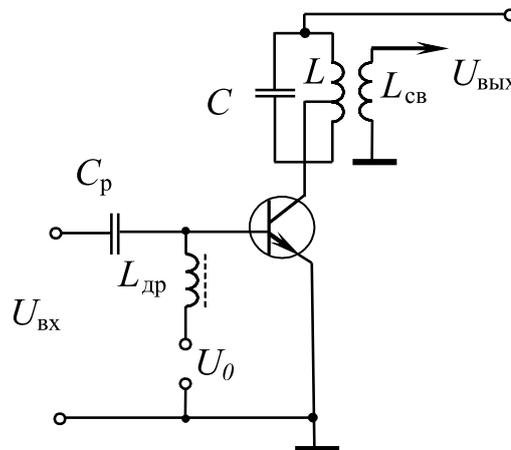


Рис. 2.30 – Резонансный усилитель мощности

На рис. 2.31 точечным пунктиром показана реальная сквозная ВАХ биполярного транзистора ($i_k = f(u_{бэ})$). При амплитуде напряжения возбуждения (0,5...1)

вольта размах этого напряжения перекрывает всю протяженность ВАХ. Имеет место режим большого воздействия, и реальная ВАХ может быть заменена на упрощенную — сплошная ломаная линия. Данный рисунок копирует рис. 1.5 за исключением лишь обозначений ординат графиков и повторен с целью обеспечения целостности восприятия материала.

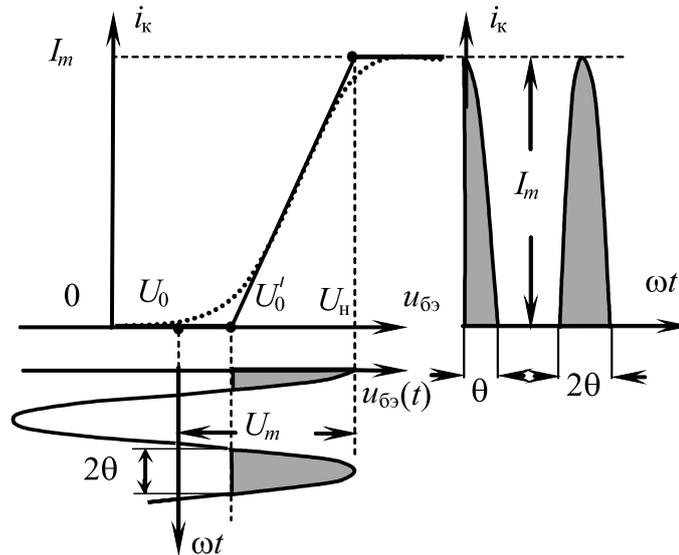


Рис. 2.31 – Режим работы резонансного усилителя мощности

Для получения наибольшей мощности необходимо вывести высоту импульса тока I_m на наибольшую допустимую величину. Какова она? В предельно допустимых электрических параметрах транзистора указывается величина $I_{км}$ — максимально допустимый постоянный ток коллектора. В импульсном режиме работы эта величина может быть превышена вдвое, т. е. высоту импульса тока можно принять $I_m = 2I_{км}$. Амплитуда воздействия, как видно из рисунка 2.31, определяется выражением $U_m = U_n - U_0$, здесь U_n — напряжение база-эмиттер, соответствующее импульсу тока I_m . Теперь проследим эволюцию режимов работы усилителя в зависимости от напряжения смещения U_0 .

При $U_0 = U_0'$ угол отсечки $\theta = 90^\circ$ (1.8). Это режим работы класса «В». Режимом работы класса «С» считают режим при $U_0 \leq U_0'$ и угле отсечки в пределах $60^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$. Если угол отсечки заключен в пределах $40^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$ имеет место режим работы класса «D».

Сравним теоретические значения КПД этих режимов. По определению КПД есть отношение полезной P_{\sim} (колебательной) и полной потребляемой P_0 мощностей. Колебательная мощность P_{\sim} равна половине произведения амплитуд переменных составляющих тока $I_{мввых}$ и напряжения $U_{мввых}$ в выходной цепи каскада. Под выходным током будем понимать ток первой гармоники через колебательный контур, равный (1.14) $I_{мввых} = I_{m1} = \alpha_1 I_m$. Тогда

$$P_{\sim} = 0,5 I_{мввых} U_{мввых} = 0,5 \alpha_1 I_m U_{мввых}. \quad (2.43)$$

Полная потребляемая мощность P_0 равна произведению постоянного тока от источника питания на его напряжение:

$$P_0 = I_0 E_K = \alpha_0 I_m E_K. \quad (2.44)$$

Таким образом, составляя отношение (2.43) и (2.44), имеем для КПД в случае наибольшего размаха напряжения $U_{m\text{вых}} = E_K$:

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} = 0,5 \frac{\alpha_1}{\alpha_0}. \quad (2.45)$$

Режим работы класса «**B**»: $\theta = 90^\circ$; $\alpha_1(90^\circ) = 0,5$; $\alpha_0(90^\circ) = 1/\pi$; $\eta = \pi/4 \approx 78,5\%$.

Режим работы класса «**C**»: $\theta = 60^\circ$; $\alpha_1(60^\circ) = 0,4$; $\alpha_0(60^\circ) = 0,22$; $\eta \approx 91\%$.

Режим работы класса «**D**»: $\theta = 40^\circ$; $\alpha_1(40^\circ) = 0,28$; $\alpha_0(40^\circ) = 0,15$; $\eta \approx 93,5\%$.

Видно, что по мере уменьшения θ возрастает КПД, однако при этом падает полезная мощность P_{\sim} . В самом деле, как видно из (2.43)

$$P_{\sim} = 0,5 \alpha_1 I_m U_{m\text{вых}}$$

и при сохранении величин I_m и $U_{m\text{вых}}$ мощность зависит только от величины коэффициента α_1 , который монотонно падает с уменьшением угла отсечки θ (см. рис. 1.6): $\alpha_1(90^\circ) = 0,5$; $\alpha_1(60^\circ) = 0,4$; $\alpha_1(40^\circ) = 0,28$ и в пределе $\alpha_1(0^\circ) = 0$. Можно сделать оценку относительного падения мощности с уменьшением θ :

$$\lambda = \frac{P_{\sim}(\theta)}{P_{\sim}(\theta = 90^\circ)} = \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_1(\theta = 90^\circ)} = \frac{\alpha_1(\theta)}{0,5}.$$

Значения величины λ показаны в таблице 2.1 и наглядно представлены графиком (рис. 2.32). Итак, при $\theta = 90^\circ$ полезная мощность наибольшая и КПД достаточно высок. Вот почему режим работы класса «**B**» наиболее востребован при резонансном усилении мощности.

Таблица 2.1 – Относительное падение мощности λ в зависимости от угла отсечки θ

θ°	0	20	40	60	90
λ	0	0,3	0,56	0,8	1,0

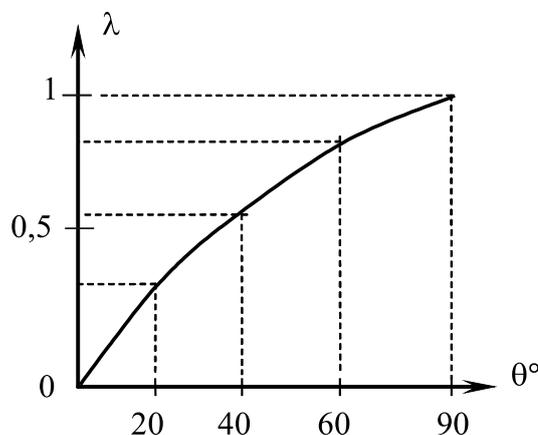


Рис. 2.32 – Относительное падение мощности с уменьшением θ

В качестве примера сделаем оценку возможной мощности усилителя на конкретном биполярном транзисторе КТ942В. По паспортным данным это мощный ($P_{км} = 25$ Вт) сверхвысокочастотный ($f_{гр} = 2$ ГГц) кремниевый транзистор $n-p-n$ -типа, предельно допустимый импульсный ток $I_{км} = 3$ А, предельное напряжение коллектор-эмиттер $U_{км} = 40$ В. Если принять в каскаде напряжение питания $E_k = 30$ В и задать высоту импульса $I_m = 3$ А, то в режиме работы класса «В» можно ожидать полезную колебательную мощность P_{\sim} , развиваемую в колебательном контуре нагрузки:

$$P_{\sim} = 0,5\alpha_1 I_m U_{m\text{вых}} = 0,5\alpha_1 I_m E_k = 0,5 \cdot 0,5 \cdot 3 \cdot 30 \text{ Вт} = 22,5 \text{ Вт}.$$

Эта мощность должна быть выведена в нагрузку с помощью определенных схемотехнических решений, которые здесь не обсуждаются. Реальный уровень полезной мощности, передаваемой в нагрузку, естественно, будет меньше за счет неизбежных потерь в колебательном контуре и в схеме согласования выхода с нагрузкой.

Умножители частоты



.....

Радиопередающие устройства работают на некоторой, как правило, высокой фиксированной частоте (несущая частота) от сотен килогерц до десятков гигагерц. Эта частота задается автогенератором (возбудителем), к которому предъявляются чрезвычайно жесткие требования на стабильность частоты. При этом допустимая относительная нестабильность частоты δ — отношение абсолютного отклонения частоты Δf от номинала к самой номинальной частоте f_0 может достигать до $\delta = \Delta f / f_0 \leq 10^{-7}$. Такую малую нестабильность может обеспечить автогенератор с кварцевой стабилизацией частоты, работающий на частотах не выше 0,1–1 МГц. Поэтому в радиопередающих устройствах, работающих на более высоких частотах, применяются генераторы, в которых используется цепочка каскадов, умножающих частоту возбудителя до нужного значения. При этом сохраняется высокая стабильность частоты возбудителя, а также ослабляется влияние мощных выходных каскадов на возбудитель. Коэффициент умножения частоты в каждом каскаде берется 2 или 3. Более высокие коэффициенты умножения неэффективны. Такие устройства называют удвоителями или утроителями частоты.

.....

Принцип работы умножителя частоты очевиден. Вспомним формулу (1.15) для оптимального угла отсечки $\theta_{\text{опт}} = 120^\circ/n$. Оптимальный угол отсечки в случае удвоителя частоты равен 60° , для утроителя частоты — 40° . В схеме, аналогичной рис. 2.30 резонансного усилителя мощности, настраивают колебательный контур на вторую или третью гармонику частоты входного сигнала и обеспечивают необходимый режим класса «С» или «D».

Оценим КПД удвоителя η_2 и утроителя η_3 частоты, как это сделали ранее для усилителей мощности классов «**B**», «**C**» и «**D**». Теперь в формуле (2.42) выходной ток $I_{\text{твых}}$ будет током второй гармоники в случае удвоителя частоты и третьей гармоники в случае утроителя частоты.

Итак, в случае удвоителя частоты

$$\eta_2 = \frac{P_{\sim 2}}{P_0} = 0,5 \frac{\alpha_2(\theta = 60^\circ)}{\alpha_0(\theta = 60^\circ)} = 0,5 \frac{0,28}{0,22} = 64\%, \quad (2.46)$$

в случае удвоителя частоты

$$\eta_3 = \frac{P_{\sim 2}}{P_0} = 0,5 \frac{\alpha_3(\theta = 40^\circ)}{\alpha_0(\theta = 40^\circ)} = 0,5 \frac{0,19}{0,15} = 63\%. \quad (2.47)$$



Контрольные вопросы по главе 2

1. Каково назначение широкополосных и узкополосных усилителей?
2. Какие элементы содержит структурная схема усилительного устройства?
3. Назовите основные параметры усилительного устройства.
4. Назовите основные характеристики усилительного устройства.
5. Какое влияние оказывает отрицательная обратная связь на показатели усилителя?
6. Какое влияние оказывает положительная обратная связь на показатели усилителя?
7. Нарисуйте электрическую схему резистивного усилителя с базовой стабилизацией тока. Чем задается величина тока покоя базы?
8. Нарисуйте электрическую схему резистивного усилителя с эмиттерной стабилизацией тока. Опишите назначение элементов схемы.
9. Что такое эмиттерный повторитель?
10. Назначение трансформатора в широкополосном усилителе мощности.
11. Почему в режиме класса «**B**» КПД усилителя выше, чем в режиме класса «**A**»?
12. Какова АЧХ резонансного усилителя?
13. Нарисуйте схему резонансного усилителя мощности.
14. Поясните, как КПД и полезная мощность зависят от выбора угла отсечки.
15. Каковы принцип и техника умножения частоты?

Глава 3

СХЕМОТЕХНИКА УСТРОЙСТВ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

При контроле и измерении многих неэлектрических величин возникает необходимость усиления сигналов очень низких частот. Для этого требуются усилители постоянного тока (УПТ). УПТ обычно питают от двуполярного источника и обеспечивают в точке покоя $U_{\text{вых}} = 0$ при $U_{\text{вх}} = 0$. При построении УПТ невозможно использование разделительных конденсаторов и трансформаторов в цепи связи между каскадами и с нагрузкой, поэтому применяется непосредственная (гальваническая) связь каскадов.

3.1 Дифференциальный усилитель постоянного тока

Усилители постоянного тока имеют специфический недостаток — дрейф нуля, затрудняющий усиление малых напряжений и токов. Дрейф нуля заключается в том, что с течением времени изменяются токи транзисторов и на выходе появляется напряжение в отсутствие входного сигнала. Причины дрейфа: нестабильность источников питания, старение транзисторов, изменение температуры окружающей среды. Нестабильность выходного напряжения УПТ $\Delta U_{\text{вых}}$ принципиально не отличается от действия полезного сигнала.

Величину дрейфа обычно оценивают ЭДС дрейфа нуля, приведенной к входу УПТ с коэффициентом усиления K_0 :

$$e_{\text{др}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{K_0}. \quad (3.1)$$

Таким образом, $e_{\text{др}}$ — это такой источник, подключение которого к входу УПТ компенсирует нестабильность выходного напряжения.

Для уменьшения дрейфа, кроме стабилизации питающих напряжений, применяют специальные схемы (рис. 3.1) — дифференциальные или балансные усилительные каскады.

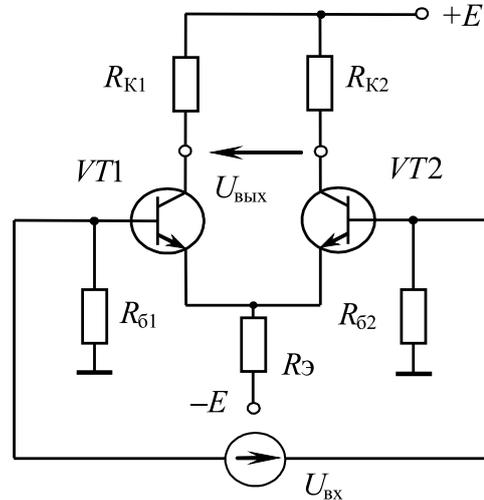


Рис. 3.1 – Схема дифференциального каскада

При $R_{K1} = R_{K2} = R_K$, $R_{B1} = R_{B2} = R_B$ и идентичных параметрах транзисторов $VT1$ и $VT2$ схема рис. 3.1 при $U_{вх} = 0$ представляет собой сбалансированный мост ($U_{вых} = 0$). Это условие выполняется при изменении напряжений источника питания.

Входной сигнал $U_{вх}$ поровну делится делителем R_{B1} , R_{B2} , и каждый из транзисторов усиливает эту половину, как обычный каскад с ОЭ (обратная связь для приращений сигнала через R_E отсутствует, так как суммарный ток через этот резистор практически не меняется).

Таким образом, как и в каскаде с ОЭ, коэффициенты усиления плеч

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{h_{21Э} R_K}{h_{11Э}}.$$

Методы подачи и съема полезного сигнала в балансном УПТ могут быть различными. При подаче входных сигналов на оба входа (как в схеме на рис. 3.2) усилитель называют дифференциальным. Такой усилитель, хорошо усиливая разность входных сигналов $U_{вх} = U_{вх2} - U_{вх1}$, почти не передает на выход синфазный сигнал

$$U_{сф} = \frac{U_{вх1} + U_{вх2}}{2}.$$

Для схемы рис. 3.1 коэффициент передачи синфазного сигнала определяется соотношением

$$K_{сф} = \frac{U_{вых1}}{U_{сф}} \approx \frac{R_K}{2R_E}. \quad (3.2)$$

Дрейфовые составляющие также относятся к числу синфазных, для которых в схеме действует глубокая ООС за счет резистора R_E . Для повышения степени подавления синфазного сигнала $M_{сф} = \frac{K}{K_{сф}}$ резистор R_E в схеме рис. 3.1 заменен стабилизатором тока на транзисторе $VT3$ (рис. 3.2), динамическое сопротивление

которого составляет несколько мегаом. Коллекторный ток $VT3$ определяется отношением напряжения, снимаемого с делителя $R1, R2$ к сопротивлению $R_Э$ (для температурной стабилизации этого тока используется транзистор $VT4$ в диодном включении):

$$I_{К3} \approx \frac{E \cdot R2}{(R1 + R2)R_Э}.$$

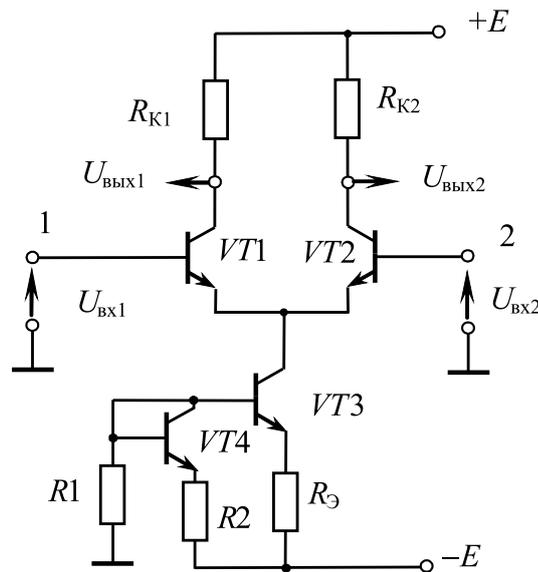


Рис. 3.2 – Дифференциальный каскад со стабилизатором тока

Реализация дифференциального усилителя по схеме рис. 3.2 в интегральном исполнении обеспечивает высокую степень симметрии его плеч и малый дрейф нулевого уровня.

Определим параметры каскада для несимметричного входа ($U_{вх2} = 0$). Дифференциальный усилитель в этом случае работает как инверсный (парафазный) каскад, формируя на выходах противоположные по фазе напряжения

$$U_{вых2} = \frac{h_{21Э}R_K}{2h_{11Э}} U_{вх1} \quad \text{и} \quad U_{вых1} = -\frac{h_{21Э}R_K}{2h_{11Э}} U_{вх1}.$$

В этом режиме на эмиттере $VT1$ появляется переменная составляющая (равная половине $U_{вх}$), которая усиливается транзистором $VT2$, включенным по схеме с общей базой. Входное сопротивление транзистора $VT2$ со стороны эмиттера $R_{вх2} \approx r_Э + \frac{r_Б}{1 + \beta} \approx \frac{h_{11Э}}{1 + h_{21Э}}$ является сопротивлением обратной связи в цепи эмиттера для транзистора $VT1$. Входное сопротивление со стороны базы $VT1$

$$R_{вх} = h_{11Э} + R_{вх2}(1 + \beta) = 2h_{11Э}. \quad (3.3)$$

При подаче сигналов от двух источников ($U_{вх1}$ и $U_{вх2}$) получаем

$$U_{вых1} = -U_{вых2} = (U_{вх2} - U_{вх1}) \frac{h_{21Э}R_K}{2h_{11Э}}; \quad (3.4)$$

$$U_{вых2} - U_{вых1} = (U_{вх2} - U_{вх1}) \frac{h_{21Э}R_K}{h_{11Э}}.$$

много большей постоянных времени других каскадов, что обеспечивает возможность охвата ОУ отрицательной обратной связью большой глубины без потери устойчивости усилителя.

В линейных устройствах ОУ используются с глубокой ООС. При этом параметры схем на ОУ практически полностью определяются видом и характеристиками элементов, включенных в цепь обратной связи. ОУ стали самыми универсальными и массовыми элементами аналоговой схемотехники. Такая многофункциональность и гибкость при использовании лишь нескольких типов микросхем ОУ достигается применением самых разнообразных внешних цепей обратной связи, включающих линейные, нелинейные, пороговые, частотно-зависимые и другие элементы.

На рис. 3.4 приведены цоколевка и схема включения сдвоенного ОУ с внутренней цепью частотной коррекции, выполненного на микросхеме К14ОУД20. Показана цепь балансировки нуля, с помощью которой устраняется начальный сдвиг нулевого уровня на выходе операционного усилителя.

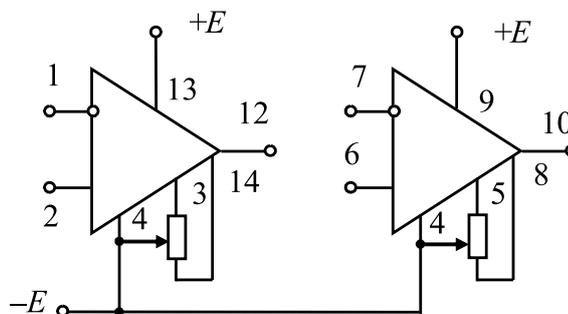


Рис. 3.4 – Цоколевка и схема включения ОУ К14ОУД20

Собственный коэффициент усиления ОУ равен

$$K_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}}. \quad (3.5)$$

Условное графическое обозначение (УГО) ОУ показано на рис. 3.5, а. Символ треугольника на поле УГО обозначает усилитель, знак бесконечности — бесконечное усиление. На этом же рисунке приведены амплитудная (3.5, б) и амплитудно-частотная (3.5, в) характеристики ОУ. Операционный усилитель имеет два входа: неинвертирующий (U_+) и инвертирующий (U_-). Уровни положительного и отрицательного ограничения приближаются по величине примерно к 75% напряжения источника питания. Возможное смещение амплитудной характеристики относительно начала координат характеризует напряжение смещения $U_{\text{см}}$. Амплитудно-частотная характеристика ОУ в области верхних частот вплоть до частоты единичного усиления f_T спадает с таким наклоном, при котором во сколько раз изменяется частота (например, в 10 раз, т. е. на декаду), во столько же раз изменяется коэффициент усиления по напряжению K (также в 10 раз, т. е. на 20 дБ в логарифмическом масштабе).

При практическом применении операционных усилителей разработчиков интересует не столько принципиальная схема ОУ, сколько схема включения и основные параметры. Ниже для примера приведены параметры ОУ К14ОУД20:

- 1) коэффициент усиления по напряжению $K_0 = 25000$;
- 2) входное сопротивление $R_{вх}$ — сотни килоом;
- 3) выходное сопротивление $R_{вых}$ — сотни ом;
- 4) напряжение смещения $U_{см} = 1$ мВ;
- 5) входной ток $I_{вх} = 100$ нА;
- 6) коэффициент подавления синфазного сигнала $M_{сф} = 70$ дБ;
- 7) частота единичного усиления $f_T = 0,5$ МГц;
- 8) напряжение питания $\pm E = 5 \dots 20$ В;
- 9) дрейф напряжения смещения $\delta U_{см} = 2$ мкВ/°С.

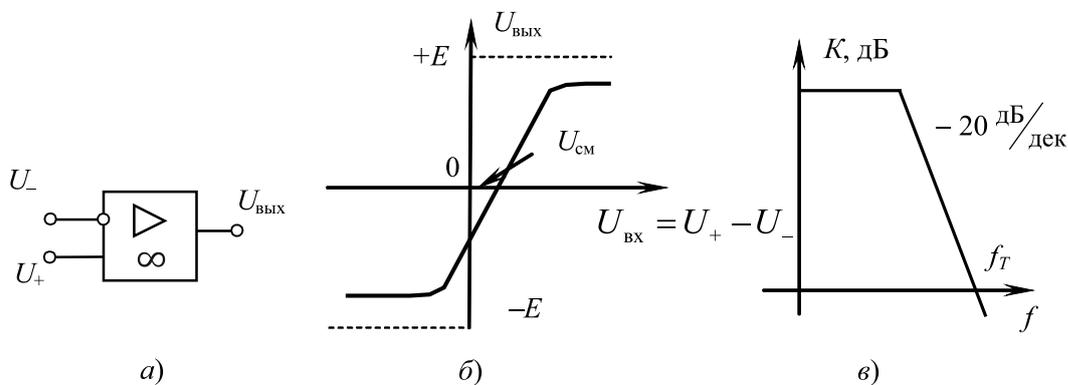


Рис. 3.5 – УГО и основные характеристики ОУ

Существуют понятия — идеальный и реальный ОУ. В таблице 3.1 дана сводка основных параметров для этих ОУ.

Таблица 3.1 – Основные параметры идеального и реального ОУ

Основные параметры	Идеальный ОУ	Реальный ОУ
Собственный коэффициент усиления K_0	∞	$10^4 \dots 10^7$
Собственное входное сопротивление $R_{вх0}$, Ом	∞	$10^5 \dots 10^{15}$
Собственное выходное сопротивление $R_{вых0}$, Ом	0	100...1000
Напряжение смещения $U_{см}$, мВ	0	1...10
Частота единичного усиления f_T , Гц	∞	$10^5 \dots 10^7$

Из таблицы видно, что параметры реального ОУ близки к параметрам идеального, поэтому можно сформулировать два постулата ОУ:

- 1) ввиду бесконечного входного сопротивления входной ток $I_{вх}$ равен нулю;
- 2) ввиду бесконечного коэффициента усиления, как следует из (3.5) при конечной величине $U_{вых}$, потенциалы входов одинаковы: $U_{вх1} = U_{вх2}$.

По мере совершенствования схемотехники и технологий изготовления ОУ их характеристики все больше приближаются к идеальным.

3.3 Усилительные устройства на ОУ

Упрощенный анализ устройств на ОУ будем проводить для идеального операционного усилителя, имеющего $K_0 = \infty$; $R_{вх0} = \infty$; $R_{вых0} = 0$; $U_{см} = 0$; $I_{вх} = 0$.

Инвертирующий УПТ на ОУ

Получим основные соотношения для инвертирующего УПТ (рис. 3.6).

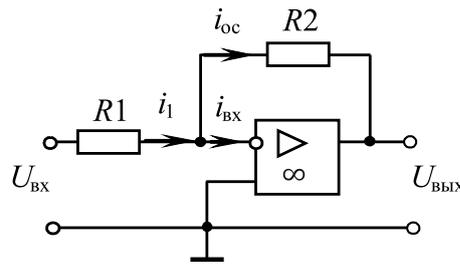


Рис. 3.6 – Инвертирующий УПТ на ОУ

При инвертирующем включении через резистор $R1$ течет ток $i_1 = U_{вх}/R1$. Точно такой же ток течет и через $R2$, т. к. $R_{вх0} = \infty$ и $i_{вх} = 0$. Таким образом,

$$U_{вых} = -i_{oc}R2 = -\frac{U_{вх}R2}{R1} \quad \text{и} \quad K = -\frac{R2}{R1}. \quad (3.6)$$

Неинвертирующий УПТ на ОУ (рис. 3.7)

Согласно второму постулату потенциалы инвертирующего и неинвертирующего входов идеального ОУ можно считать одинаковыми, поэтому, согласно обозначениям на рис. 3.7, можно записать

$$U_{вх} = U = \frac{U_{вых}R1}{(R1 + R2)},$$

откуда

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1}. \quad (3.7)$$

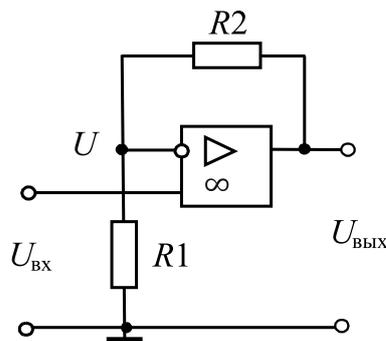


Рис. 3.7 – Неинвертирующий УПТ на ОУ

Рассмотренные усилители можно назвать масштабирующими, т. е. можно задать любой масштабный множитель K между выходным и входным напряжениями:

$$U_{\text{ВЫХ}} = K \cdot U_{\text{ВХ}}. \quad (3.8)$$

Повторитель на ОУ

На рис. 3.8 показана вырожденная схема неинвертирующего УПТ на ОУ ($R_2 = 0$, $R_1 = \infty$). Из формулы (3.7) следует, что коэффициент усиления устройства $K = 1$. Полезно вспомнить другой подход. В этой схеме имеет место 100%-ая отрицательная обратная связь и коэффициент обратной связи $K_{\text{ос}} = 1$. Согласно формуле (2.17) коэффициент усиления при этом

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_0}{1 + K_0 \cdot K_{\text{ос}}} = \frac{K_0}{1 + K_0} = 1 \quad (3.9)$$

ввиду огромного значения K_0 .

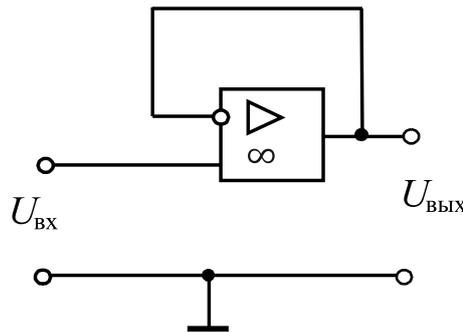


Рис. 3.8 – Повторитель на ОУ

Входное сопротивление устройства $R_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХ0}} \cdot K_0$ чрезвычайно велико, тогда как выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_{\text{ВЫХ0}}}{K_0}$ ничтожно.

Итак, устройство повторяет входной сигнал по величине и по фазе, имея огромное входное и ничтожно малое выходное сопротивления. Его называют повторителем на ОУ и широко используют в качестве согласующего и буферного устройства.

Избирательные усилители на ОУ

С применением операционных усилителей строятся относительно низкочастотные избирательные усилители. Хорошо зарекомендовал себя в практических устройствах избирательный усилитель типа RC со сложной ООС (рис. 3.9).

Основные параметры усилителя определяются соотношениями:

- $f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_3}}$ — частота квазирезонанса;
- $K_0 = -\frac{R_2}{2R_1}$ — коэффициент усиления на частоте f_0 ;

- $Q_{\text{ЭКВ}} = \pi R2 \cdot C \cdot f_0$ — эквивалентная добротность;
- $\Delta f_{07} = \frac{f_0}{Q_{\text{ЭКВ}}} = \frac{1}{\pi R2 \cdot C}$ — полоса пропускания на уровне 3 дБ.

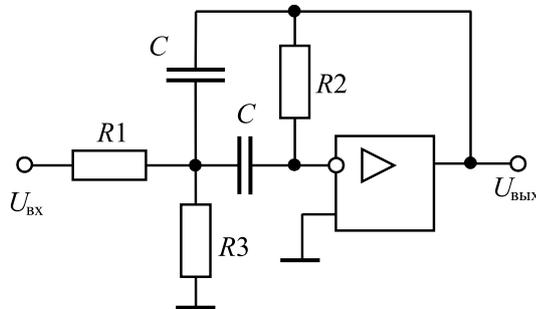


Рис. 3.9 – Избирательный усилитель

Изменять частоту квазирезонанса можно, варьируя величину сопротивления резистора $R3$, что не приводит к изменению коэффициента усиления и ширины полосы пропускания каскада. Собственный коэффициент усиления ОУ по напряжению K_0 должен быть больше $2Q_{\text{ЭКВ}}^2$.

3.4 Сумматор, дифференцирующее и интегрирующее устройства

Суммирующее устройство на ОУ

ОУ широко используются в аналоговой электронной аппаратуре, так как на основе ОУ можно построить устройства, выполняющие любые математические операции (отсюда и название усилителя — операционный).

На схеме рис. 3.10 показано суммирующее устройство с тремя входами, которые могут принимать любого характера сигналы — постоянные, переменные, периодические, непериодические...

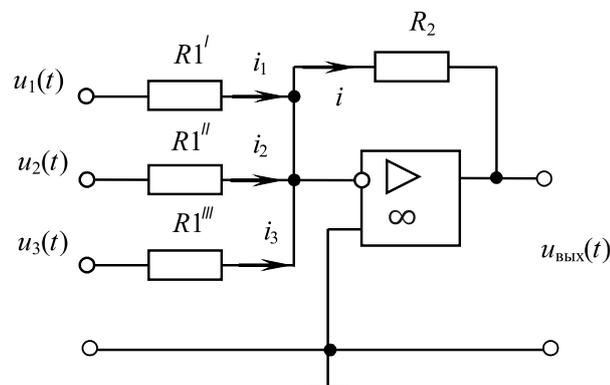


Рис. 3.10 – Сумматор на ОУ

Учитывая, что входной ток ОУ отсутствует, а потенциал точки суммирования равен нулю, имеем $i = i_1 + i_2 + i_3$ и

$$u_{\text{вых}}(t) = -iR_2 = -(i_1 + i_2 + i_3)R_2 = -\left(\frac{R_2}{R1'}u_1(t) + \frac{R_2}{R1''}u_2(t) + \frac{R_2}{R1'''}u_3(t)\right), \quad (3.10)$$

т. е. выходное напряжение пропорционально сумме входных напряжений (с соответствующими масштабными коэффициентами, которые подбираются нужными соотношениями внешних сопротивлений).

Дифференцирующее устройство на ОУ

Схема дифференцирующего устройства показана на рис. 3.11. Имея в виду постулаты ОУ, можно записать: $i_1(t) = C \cdot du_{\text{вх}}(t)/dt$, $i_2(t) = u_{\text{вых}}(t)/R$. Поскольку токи одинаковы $i_1(t) = i_2(t)$, окончательно получаем

$$u_{\text{вых}}(t) = RC \cdot \frac{du_{\text{вх}}(t)}{dt} = \tau \cdot \frac{du_{\text{вх}}(t)}{dt}, \quad (3.11)$$

где τ — постоянная времени цепи RC . Из (3.11) следует, что выходное напряжение с точностью до постоянной времени совпадает с производной входного напряжения.

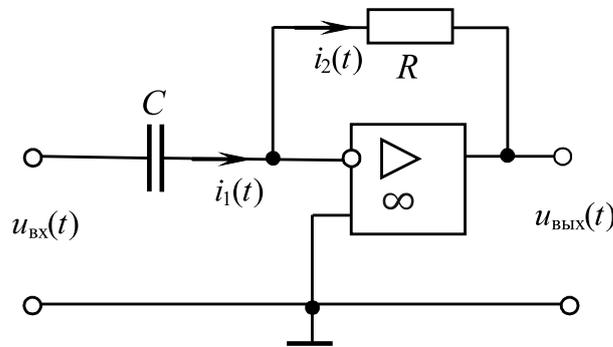


Рис. 3.11 – Дифференцирующее устройство на ОУ

Интегрирующее устройство на ОУ

Для схемы интегратора (рис. 3.12) справедливы соотношения: $i_1(t) = u_{\text{вх}}(t)/R$ и $i_2 = C \cdot du_{\text{вых}}(t)/dt$, поэтому

$$u_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{\tau} \int u_{\text{вх}}(t) dt, \quad (3.12)$$

т. е. напряжение на выходе устройства пропорционально интегралу входного напряжения.

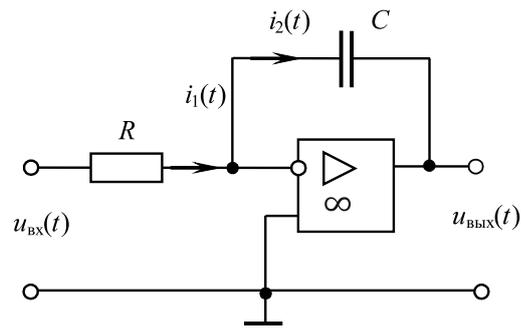


Рис. 3.12 – Интегратор на ОУ

3.5 Активные фильтры на ОУ

Для подавления сигналов в диапазоне частот выше некоторой частоты f_0 используются фильтры нижних частот (ФНЧ), а ниже граничной частоты f_0 — фильтры верхних частот (ФВЧ). Частотные полосопропускающие фильтры (ППФ) пропускают спектр частот сигнала вблизи некоторой центральной частоты f_0 , полосозаграждающие фильтры (ПЗФ) вырезают спектр частот сигнала вблизи частоты f_0 . В параграфе 6.2 [2] даны примеры реализаций этих фильтров для низкочастотного диапазона с помощью пассивных RC цепей. Такие фильтры относят к пассивным фильтрам. Их недостаток — малый коэффициент передачи (не более единицы) и низкое входное сопротивление. Комбинация пассивного фильтра и ОУ (активный фильтр) позволяет устранить отмеченные недостатки. Существует множество простых схемотехнических решений активных фильтров на ОУ. Приведем лишь два примера.

На рис. 3.13 а) и б) показаны схемы активных ФНЧ и ФВЧ. Граничная частота определяется соотношением $f_0 = 1/2\pi RC$. Коэффициент передачи в полосе пропускания рассмотренных фильтров равен единице (ОУ используется как повторитель напряжения). Крутизна логарифмической амплитудно-частотной характеристики представленных фильтров второго порядка за границей пропускания — 40 дБ/декаду.

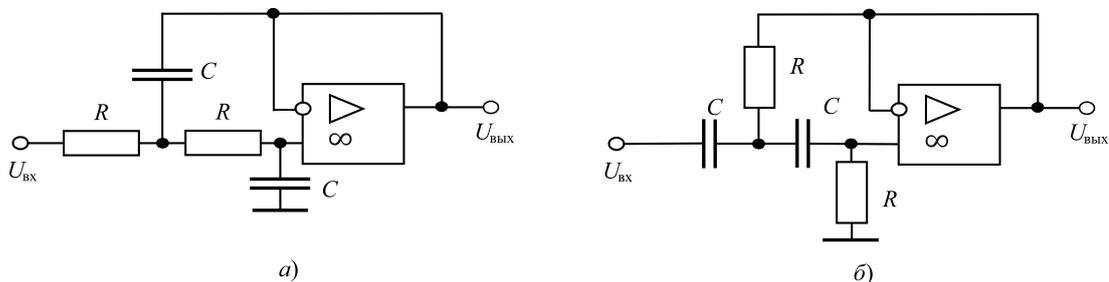


Рис. 3.13 – Активные фильтры нижних (а) и верхних (б) частот

Полосовой фильтр строится путем последовательного соединения ФНЧ и ФВЧ, настроенных на верхнюю и нижнюю граничные частоты полосы пропускания.

Активный полосопропускающий фильтр (рис. 3.14) является сочетанием усилительного устройства (ОУ) и пассивного двойного T -образного моста, включенного в цепь обратной связи усилителя, в результате чего существенно улучшаются

фильтрующие свойства устройства. На особой частоте моста $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ его коэффициент передачи K_{oc} близок к нулю. В практике двойной T -образный мост обычно несколько разбалансирован ввиду неточно выдержанных значений составляющих его резисторов и конденсаторов. На этой частоте отрицательная обратная связь почти исчезает и коэффициент передачи устройства максимален. На других частотах отрицательная обратная связь резко снижает коэффициент усиления. Результирующая частотная характеристика напоминает резонансную кривую колебательного контура с высокой добротностью, которую можно определить как $Q = \frac{f_0}{\Delta f_{07}}$, где f_0 — центральная частота, Δf_{07} — полоса пропускания на уровне 0,707. Рисунок 3.15 иллюстрирует описанное формирование АЧХ активного полосового фильтра.

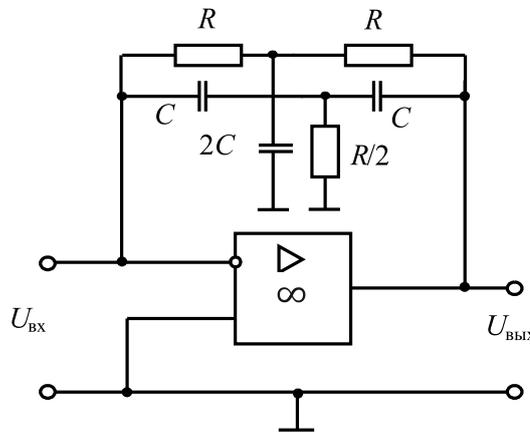


Рис. 3.14 – Активный полосопропускающий фильтр

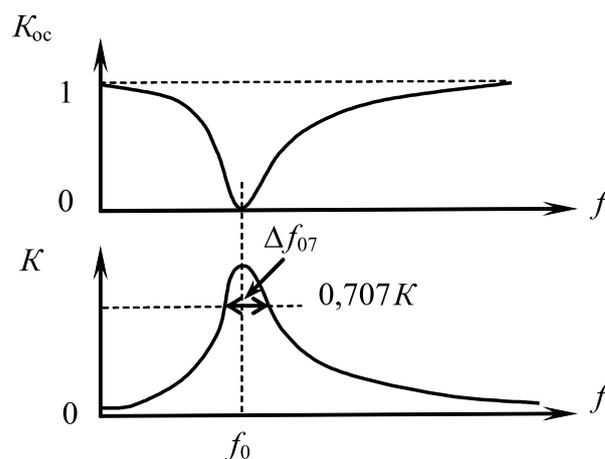


Рис. 3.15 – Формирование АЧХ полосового фильтра

На низких частотах порядка десятков и сотен герц такое устройство способно обеспечить высокую (до сотен единиц) эквивалентную добротность.

3.6 Компаратор на ОУ

Компаратор срабатывает каждый раз в момент равенства входных сигналов. Время срабатывания, т. е. интервал времени, в течение которого выходное напряжение меняется от U_+ до U_- , определяет быстродействие устройства, т. е. наибольшую частоту входных сигналов. Схемы компараторов на ОУ очень разнообразны. На рис. 3.16 показан простейший двухвходовый компаратор для сравнения сигналов одинаковой полярности. На прямой вход приложено напряжение $U_{\text{ВХ1}}$, на инвертирующий вход подается сигнал $U_{\text{ВХ2}}$.

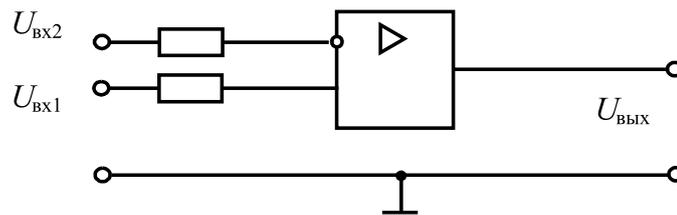


Рис. 3.16 – К принципу работы компаратора

Пока входное напряжение $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}$ отрицательно, т. е. $U_{\text{ВХ1}} < U_{\text{ВХ2}}$ (рис. 3.17, а), напряжение на выходе $U_{\text{ВЫХ}}$ имеет отрицательный знак (см. рис. 3.17, б).

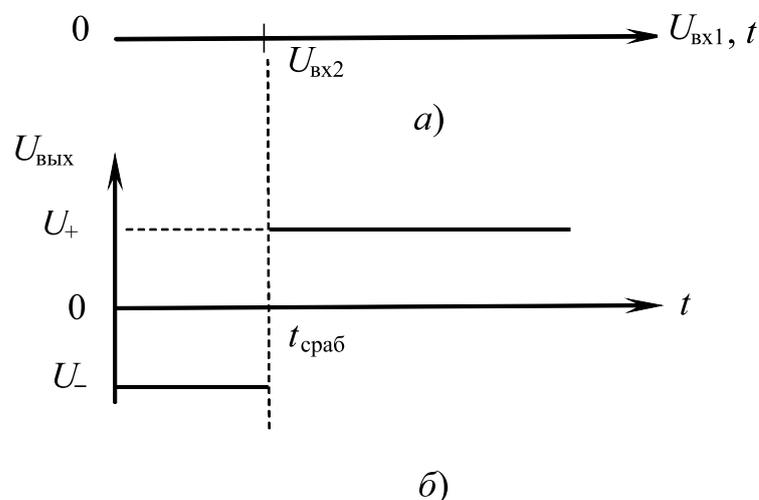


Рис. 3.17 – Сравнительная диаграмма входных напряжений а), срабатывание компаратора б)

В момент времени, когда входное напряжение $U_{\text{ВХ}}$ становится положительным ($U_{\text{ВХ1}} \geq U_{\text{ВХ2}}$), происходит смена полярности выходного напряжения.

В виду отсутствия отрицательной обратной связи коэффициент усиления ОУ равен паспортному K_0 . Поэтому переключение выходного напряжения между уровнями U_+ и U_- происходит быстро. Типовое время переключения ОУ серии 140 порядка 1...10 Вольт/мкс.

3.7 Аналоговые вычислительные машины (АВМ)

Цифровые вычислительные машины (ЦВМ) имеют ряд принципиальных недостатков, которые необходимо учитывать при создании автоматизированных систем управления движением объектов, таких как космические и летательные аппараты, морские суда и т. д.

В первую очередь, это сама дискретная форма представления данных, которая неизбежно приводит к «округлению» и неточности представления информации. Увеличение разрядной сетки процессоров позволяет уменьшить неточности, но принципиально не решает проблему: ошибки остаются и, более того, накапливаются при выполнении большого количества операций, что приводит к проблеме численной устойчивости вычислительных алгоритмов.

Кроме того, решение целого класса задач, основанных на решении дифференциально-интегральных уравнений и лежащих в основе многих задач управления движением, в силу конечно-разностной природы алгоритмов вычисления требует значительных расчётных затрат (в сравнении с простыми операциями). Это делает затруднительным (дорогостоящим или даже невозможным) применение таких решений в автономных системах оперативного управления, требующих решения задач в режиме реального времени.

Также следует отметить, что полупроводниковая элементная база компьютеров достаточно чувствительна к условиям окружающей среды: к температуре, электромагнитным возмущениям, радиации.

В то же время аналоговые вычислительные машины (АВМ) лишены многих из указанных недостатков [5]. АВМ, существовавшие до экспансии цифровой техники, успешно справлялись со своими задачами и используются до сих пор в системах оборонного назначения. Самыми распространёнными и технически совершенными являлись АВМ на основе электрических элементов.

Сравнение АВМ и ЦВМ показывает, что, хотя АВМ тоже выполняют расчёты с погрешностью (правда, она имеет иную причину), они более выигрышны при решении сложных задач, поскольку по своей природе позволяют получать решение в реальном времени. Однако АВМ менее универсальны: в них элементы и структура их взаимодействия определяют и обрабатываемые данные, и способ их обработки, в то время как в цифровых вычислительных машинах элементная база, данные и программа являются различными сущностями, причём изменяемыми почти независимо друг от друга.

Дадим представление о принципе работы АВМ. Рассмотренные в этой главе устройства на ОУ позволяют реализовать большое количество математических процедур: инвертирование, масштабирование, суммирование, дифференцирование, интегрирование. Эти процедуры применимы к меняющимся во времени переменным — электрическим сигналам.

Предположим, что необходимо в реальном масштабе времени промоделировать поведение некоторой переменной $x(t)$ в соответствии с интегро-дифференциальным уравнением (3.13):

$$y(t) = a \cdot x(t) + b \cdot \frac{dx(t)}{dt} + c \cdot \int x(t) dt. \quad (3.13)$$

Структура АВМ для решения данной задачи показана на рис. 3.18.

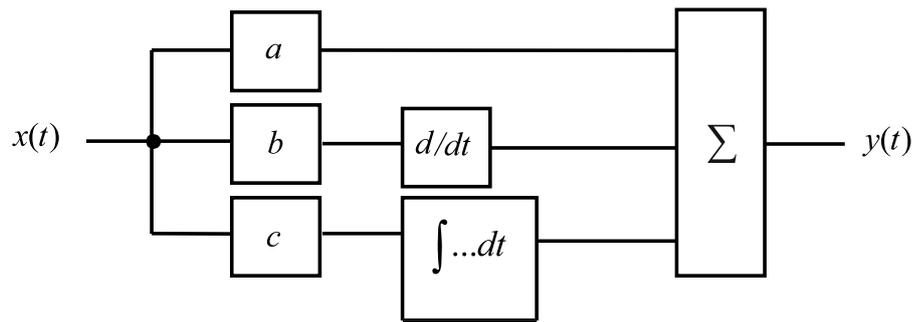


Рис. 3.18 – Структурная схема аналоговой ЭВМ

Кратность процедур дифференцирования и интегрирования в принципе может быть любой, однако на практике их порядок ограничивают десятком. Для моделирования нелинейных процессов в нужную цепь включается устройство с требуемой нелинейной характеристикой.

Таким образом, сущность аналогового машинного моделирования заключается в том, что уравнению-оригиналу или моделируемому уравнению ставится в соответствие сходственное машинное уравнение или моделирующее уравнение, связывающее машинные переменные. Поэтому аналоговые машины иногда называют моделирующими. Результаты решения выводятся в реальном времени (или в ином масштабе по времени) в виде зависимостей электрических напряжений в виде непрерывных функций времени на экран индикатора, на бумаге самописца или фиксируются измерительными приборами.

По принципу работы АВМ можно назвать машиной параллельного действия, так как в аналоговой машине вся схема работает одновременно, т. е. параллельно. Причем быстрота решения не зависит от сложности решаемых задач, так как для этого требуется только увеличить число решающих элементов.

В аналоговых вычислительных машинах точность решения задачи зависит от качества изготовления узлов и элементной базы. Погрешности решения, найденного с помощью АВМ, получаются также вследствие неидеальности работы отдельных решающих элементов, неточности установки их коэффициентов передачи и начальных условий. Результирующая погрешность зависит также и от характера и особенностей решаемой задачи. Как правило, погрешность увеличивается с ростом числа решающих (особенно нелинейных) элементов, включенных последовательно. Практически можно считать, что погрешность при исследовании устойчивых нелинейных систем автоматического управления не превышает нескольких процентов, если порядок набираемой системы дифференциальных уравнений не выше 10-го.

Если необходимо поменять алгоритм решения задачи и, соответственно, порядок выполнения отдельных операций (т. е. осуществлять программирование на АВМ), то машину необходимо остановить, чтобы выполнить необходимые коммутации согласно формулам решаемой задачи, что обуславливает прерывистый характер работы АВМ и значительно сказывается на ее производительности.

Таким образом, для АВМ характерна малая универсальность (алгоритмическая ограниченность), которая означает, что при переходе от решения задач одного класса к другому требуется изменять структуру машины и число решающих эле-

ментов. Особенности представления исходных величин и построения отдельных решающих элементов ограничивают область применения и точность получаемого результата. В основном АВМ применяются при решении перечисленных ниже задач.

Контроль и управление. В системах автоматического управления АВМ используются, как правило, для определения или формирования закона управления, для вычисления сводных параметров процесса (КПД, мощность, производительность и др.). Например, АВМ широко распространены для оценки экономической эффективности энергетических систем.

Опережающий анализ, основанный на быстродействии. В режиме опережающего анализа АВМ выполняют функции либо машин-советчиков, когда оператор пользуется результатами полученных на машине расчетов для ручного или полуавтоматического управления, либо управляющих машин, автоматически учитывающих текущие характеристики процесса и управляющих им по оптимальным показателям.

Экспериментальное исследование поведения системы с аппаратурой управления или регулирования в лабораторных условиях. С помощью АВМ воспроизводится та часть системы, которая по каким-либо причинам не может быть воспроизведена в лабораторных условиях.

Анализ динамики систем управления или регулирования. Заданные уравнения объекта решаются в выбранном масштабе времени с целью нахождения основных параметров, обеспечивающих требуемое протекание процесса. АВМ резко сокращает время проведения расчетов и делает наглядными результаты. Решение задач синтеза систем управления и регулирования сводится к подбору по заданным техническим условиям структуры изменяемой части системы, функциональных зависимостей требуемого вида и значений основных параметров.

Решение задач по определению возмущений или полезных сигналов, действующих на систему. В этом случае по дифференциальным уравнениям, описывающим динамическую систему, по значениям начальных условий, известному из эксперимента характеру изменения выходной координаты и статистическим характеристикам шумов в измеряемом сигнале определяется значение возмущения или полезного сигнала на входе.

АВМ может также служить для построения приборов, автоматически регистрирующих возмущения и вырабатывающих сигнал управления в зависимости от характера и размера возмущений.

Таким образом, сфера применения АВМ ограничивается преимущественно промышленным производством, военной сферой, транспортом, авиацией, научной сферой. Данный класс вычислительных машин оперирует только конкретными числами и дает только частные решения.



Контрольные вопросы по главе 3

1. Нарисуйте АЧХ дифференцирующего усилителя постоянного тока.
2. Почему в схеме операционного усилителя не использованы разделительные конденсаторы между каскадами?
3. Поясните поведение амплитудной характеристики ОУ.
4. Почему скорость спада ЛАЧХ ОУ составляет 20 дБ/дек?
5. Перечислите основные параметры ОУ и назовите рамки их значений.
6. Назовите постулаты ОУ.
7. Нарисуйте схему и назовите величину коэффициента усиления инвертирующего УПТ на ОУ.
8. Нарисуйте схему и назовите величину коэффициента усиления не инвертирующего УПТ на ОУ.
9. Какова схема и параметры повторителя на ОУ?
10. Назовите разницу между пассивными и активными частотными фильтрами.
11. Нарисуйте схему активного фильтра с $2T$ -мостом и поясните его работу с помощью частотных характеристик.
12. Поясните работу простейшего компаратора на ОУ.
13. Поясните принцип работы АВМ.

Глава 4

ГЕНЕРИРОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ

4.1 Классификация автогенераторов. Принцип работы автогенератора с положительной обратной СВЯЗЬЮ



.....
Автогенератором называют электронное устройство, служащее источником колебаний заданной формы. С точки зрения нелинейных преобразований сигналов автогенератор осуществляет преобразование энергии постоянного тока в энергию переменного тока. Приведем краткую классификацию автогенераторов.
.....

По принципу действия все автогенераторы можно разделить на следующие группы:

- автогенераторы на основе использования положительной обратной связи,
- автогенераторы на основе использования внутреннего отрицательного сопротивления нелинейного элемента,
- автогенераторы на основе использования некоторых специальных физических явлений.

По частоте вырабатываемых колебаний автогенераторы делят:

- на низкочастотные (условно при $f < 10$ кГц),
- высокочастотные (условно при $f > 100$ кГц),
- оптического диапазона волн (при длине волны колебания $0,76 \text{ мкм} \dots 0,4 \text{ мкм}$).

По форме вырабатываемых колебаний различают автогенераторы:

- гармонических колебаний,
- релаксационных колебаний.

Условия самовозбуждения автогенератора

Рассмотрим вначале основы теории и схемотехнику гармонических автогенераторов высоких частот на основе использования принципа положительной обратной связи. На рисунке 4.1 символ K представляет собой комплексную передаточную функцию некоторого активного четырехполюсника $K = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$. Четырехполюсник обратной связи имеет комплексную передаточную функцию $K_{\text{ОС}} = U_{\text{ОС}}/U_{\text{ВЫХ}}$. Таким образом, как видно из рисунка, напряжение обратной связи

$$U_{\text{ОС}} = U_{\text{ВХ}} \cdot K \cdot K_{\text{ОС}}. \quad (4.1)$$

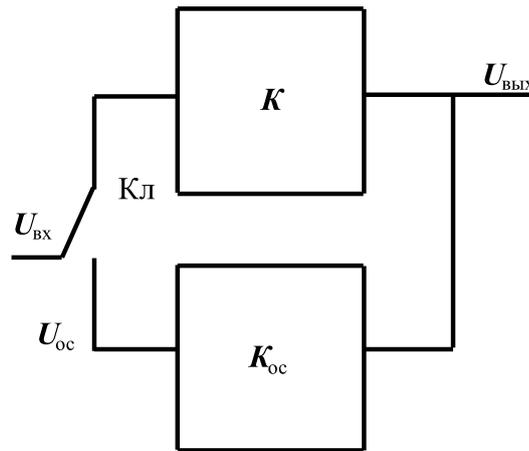


Рис. 4.1 – К выяснению условий самовозбуждения в системе

При условии $U_{\text{ОС}} = U_{\text{ВХ}}$ (условие положительной обратной связи) замыкание ключа КЛ соответствует такому физическому состоянию системы, когда при отсутствии внешнего воздействия $U_{\text{ВХ}}$ в системе существуют незатухающие колебания и она может быть названа автогенератором. Из (4.1) вытекает условие существования колебаний в автогенераторе с положительной обратной связью:

$$K \cdot K_{\text{ОС}} = 1. \quad (4.2)$$

Если обозначить модули и аргументы комплексных передаточных функций K и $K_{\text{ОС}}$ соответственно K , φ_K и $K_{\text{ОС}}$, $\varphi_{\text{ОС}}$, то комплексное равенство (4.2) может быть расписано для его модулей и аргументов на два равенства, называемых в дальнейшем условиями стационарного режима работы автогенератора:

$$K \cdot K_{\text{ОС}} = 1, \quad (4.3)$$

$$\varphi_K + \varphi_{\text{ОС}} = 2\pi n. \quad (4.4)$$

Первое из равенств (4.3) носит название «условие баланса амплитуд», второе (4.4) — «условие баланса фаз».

Условие баланса амплитуд требует, чтобы петлевое усиление в системе усилитель-четырёхполюсник обратной связи было равно единице, а условие баланса фаз является условием наличия в системе положительной обратной связи. Следует заметить, что одновременное выполнение условий (4.3) и (4.4) соответствует стационарному режиму работы автогенератора.

В случае, если условия (4.3) и (4.4) выполняются на некоторой единственной частоте f_0 , автогенератор является гармоническим. При выполнении этих условий в полосе частот автогенератор вырабатывает негармонические (релаксационные) колебания.

Большой интерес представляет знакомство с тремя этапами работы автогенератора и условиями самовозбуждения в них. На рис. 4.2 представлены три этапа работы автогенератора, начиная с момента его запуска и до установления в нем стационарной амплитуды колебаний.

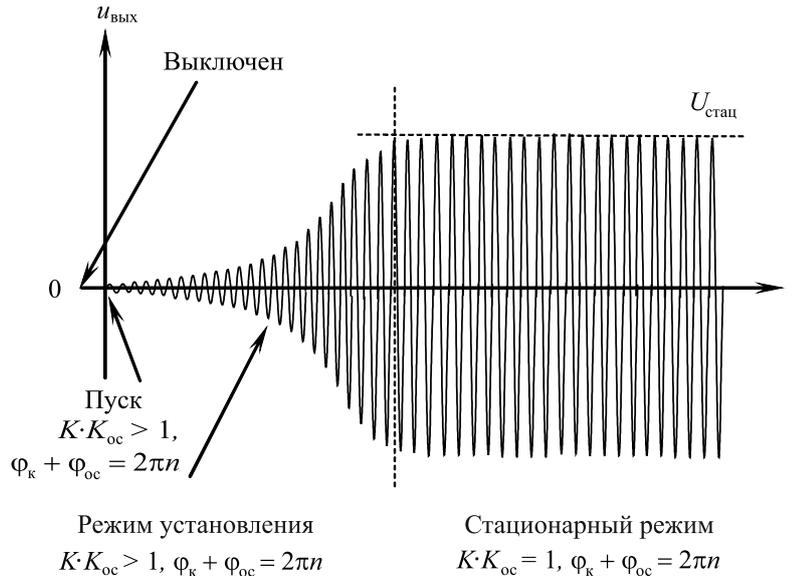


Рис. 4.2 – Этапы работы автогенератора

До момента пуска (автогенератор выключен) ни одно из условий (или хотя бы одно из них) не выполнено и автогенератор не работает. С момента пуска условия баланса амплитуд и фаз выполнены: $K \cdot K_{\text{ос}} > 1$, $\varphi_k + \varphi_{\text{ос}} = 2\pi n$ и в автогенераторе возникают и нарастают колебания от $u_{\text{вых}} = 0$ до $u_{\text{вых}} = U_{\text{стац}}$. Следует подчеркнуть, что на этапе установления колебаний уравнение баланса амплитуд автогенератора превращается в неравенство

$$K \cdot K_{\text{ос}} > 1 \quad (4.5)$$

и время нарастания колебаний до стационарного уровня будет тем меньше, чем сильнее это неравенство. В стационарном режиме работы условия самовозбуждения автогенератора принимают вид (4.3), (4.4).

4.2 Высокочастотные гармонические генераторы

Обобщенная схема классического автогенератора приведена на рис. 4.3. Его основу составляет резонансный усилитель с колебательным контуром LC , катушка которого индуктивно связана с катушкой обратной связи $L_{\text{ос}}$, выполняющей роль четырехполюсника обратной связи. Величина взаимной индукции между катушками равна M . Для обеспечения положительной обратной связи катушки L и $L_{\text{ос}}$ должны быть включены встречно (показано точками на рис. 4.3).

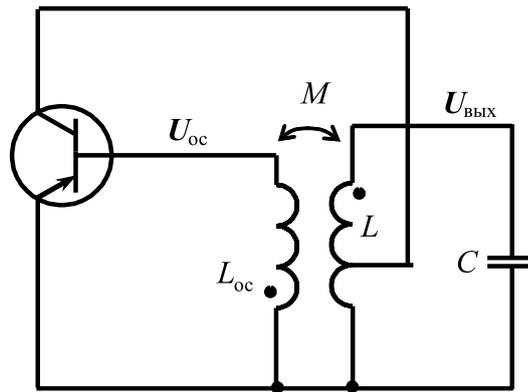


Рис. 4.3 – Обобщенная схема классического автогенератора

Стационарный режим работы, условия баланса амплитуд и фаз

Комплексный коэффициент передачи резонансного усилителя равен отношению комплексных амплитуд напряжений на его выходе и входе:

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ОС}}} = I_1 \frac{Z_k}{U_{\text{ОС}}} = S_{\text{СР}} Z_k, \quad (4.6)$$

где I_1 — комплексная первая гармоника тока через колебательный контур, Z_k — комплексное сопротивление колебательного контура, $S_{\text{СР}} = I_1/U_{\text{ОС}}$ — комплексная средняя крутизна вольт-амперной характеристики транзистора в рабочей точке.

С учетом (4.6) условие (4.1) запишется следующим образом:

$$S_{\text{СР}} \cdot Z_k \cdot K_{\text{ОС}} = 1, \quad (4.7)$$

что приводит к новым выражениям условий баланса амплитуд

$$S_{\text{СР}} \cdot Z_k \cdot K_{\text{ОС}} = 1 \quad (4.8)$$

и баланса фаз

$$\varphi_s + \varphi_z + \varphi_{\text{ОС}} = 2\pi n, \quad (4.9)$$

здесь $S_{\text{СР}}$, Z_k , и $K_{\text{ОС}}$ являются модулями, а φ_s , φ_z , $\varphi_{\text{ОС}}$ — аргументами комплексных величин $S_{\text{СР}}$, Z_k , $K_{\text{ОС}}$.

На частоте резонанса колебательного контура LC (частота гармонических колебаний автогенератора очень близка к ней) модуль сопротивления Z_k имеет максимальное значение, равное R_0 , а сдвиг фаз φ_z равен нулю. Условие баланса амплитуд приобретает вид:

$$S_{\text{СР}} R_0 K_{\text{ОС}} = 1. \quad (4.10)$$

При инженерных расчетах автогенератора может быть полезен тот факт, что величина коэффициента обратной связи $K_{\text{ОС}}$ численно равна коэффициенту связи $k_{\text{СВ}}$ двух магнитно связанных катушек L и $L_{\text{ОС}}$ при величине взаимной индукции M :

$$K_{\text{ОС}} = k_{\text{СВ}} = \frac{M}{\sqrt{L \cdot L_{\text{ОС}}}}. \quad (4.11)$$

Практическая схема классического автогенератора

На рис. 4.4 показана электрическая схема высокочастотного гармонического автогенератора с трансформаторной обратной связью. Эту схему принято называть классической. Частично включенный колебательный контур LC последовательно включен в нагрузочную цепь биполярного транзистора $p-n-p$ -типа с общим эмиттером. Резистор R_3 блокирован конденсатором C_3 для устранения отрицательной обратной связи по переменному току. Резисторы R_2, R_1 обеспечивают необходимое начальное положение рабочей точки. Конденсатор C_p является разделительным. Фильтр R_ϕ, C_ϕ в цепи питания исключает проникновение токов рабочих частот в источник питания, исключая тем самым возможность паразитных связей между каскадами устройства по цепям питания.

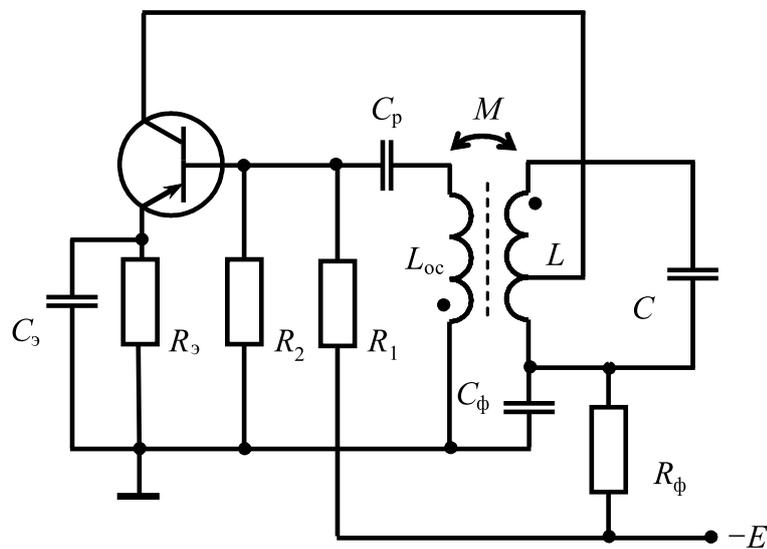


Рис. 4.4 – Автогенератор с трансформаторной обратной связью

Исходное положение рабочей точки A (рис. 4.5) на входной характеристике транзистора обеспечивает возможно большее значение крутизны транзистора S , необходимое для выполнения условия самовозбуждения $S \cdot Z_k \cdot K_{oc} > 1$, при этом в системе возникают и начинают расти автоколебания. По мере их роста начинается отсечка базового тока, что приводит к появлению постоянной составляющей тока, которая заряжает конденсатор C_p , смещая рабочую точку влево до тех пор (положение C), пока величина крутизны не снизится до значения S_{cp} , удовлетворяющего условию (4.10) стационарного режима работы.

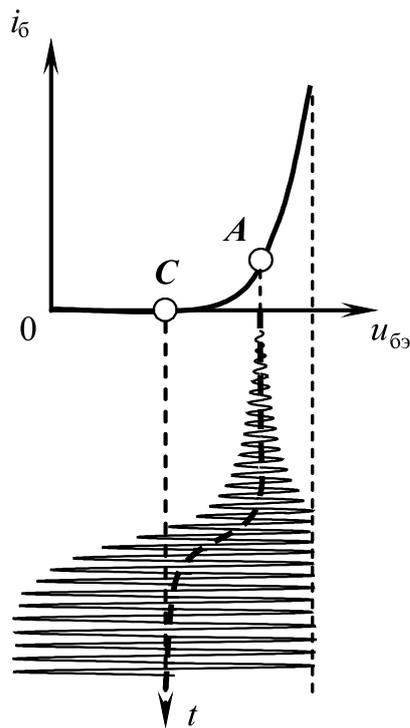


Рис. 4.5 – Смещение рабочей точки

Мягкий и жесткий режимы работы автогенератора

Применительно к автогенераторным устройствам существуют два понятия: мягкий режим работы, жесткий режим работы. Сделаем пояснения с помощью рис. 4.5.

Предположим, что рабочая точка на входной характеристике может занимать либо позицию *A*, либо позицию *C*. В первом случае, как было пояснено выше, после пуска генератора в нем плавно, начиная с нуля, колебания нарастают до стационарного уровня. Такой режим работы получил название «мягкий». Положительным качеством такого режима является простота запуска, недостатком — низкий коэффициент полезного действия.

При положении рабочей точки в позиции *C* генератору необходим внешний толчок для возбуждения в нем колебаний. Этот режим работы получил название «жесткий». Положительным качеством такого режима является высокий коэффициент полезного действия, недостатком — сложность возбуждения в нем колебаний.

В автогенераторе на рис. 4.4 перемещение рабочей точки из положения *A* в положение *C* происходит автоматически, что обеспечивает ему два полезных качества:

- легкий и плавный запуск,
- высокий коэффициент полезного действия в стационарном режиме.

LC автогенератор на основе операционного усилителя

На рис. 4.6 изображена схема гармонического автогенератора с применением операционного усилителя. Резисторы R_2 и R_1 в цепи отрицательной обратной связи задают операционному усилителю коэффициент усиления по не инвертирующему входу, равный

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (4.12)$$

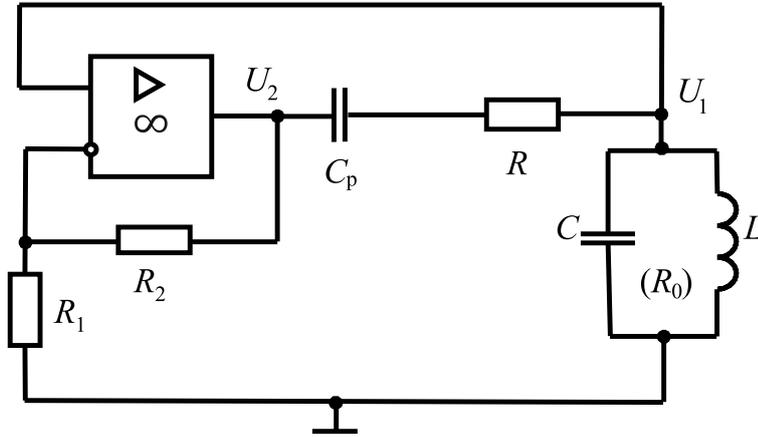


Рис. 4.6 – Автогенератор на операционном усилителе

Конденсатор C_p является разделительным для токов рабочей частоты. Резистор R предохраняет колебательный контур LC от шунтирования низким выходным сопротивлением операционного усилителя. Выход колебательного контура соединен с неинвертирующим входом операционного усилителя, что эквивалентно наличию в системе положительной обратной связи. При этом коэффициент передачи в цепи положительной обратной связи K_{oc} (на частоте генерации, близкой к резонансной частоте контура) может быть выражен через значения параметров элементов схемы как

$$K_{oc} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{R_0}{R_0 + R}, \quad (4.13)$$

где R_0 является резонансным сопротивлением параллельного колебательного контура. Для возникновения автоколебаний в схеме необходимо выполнение неравенства (4.5), которое с учетом (4.12) и (4.13) принимает вид:

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_0}{R_0 + R} \geq 1. \quad (4.14)$$

Следует иметь в виду, что напряжение U_2 на выходе операционного усилителя не является гармоническим. Выходное напряжение U_1 гармонической формы снимается с колебательного контура. Выражение (4.14) характеризует условие баланса амплитуд в рассматриваемой схеме и является полезным для расчета резисторов R_1 , R_2 и R при известной величине R_0 . Частота генерируемых колебаний близка к резонансной частоте колебательного контура LC .

Трехточечные автогенераторы

Трехточечными называют автогенераторы, в которых активный элемент (например, биполярный транзистор) своими электродами подключен к трем точкам

сложного параллельного колебательного контура. На рисунке 4.7 изображена обобщенная схема такого генератора. Сумма реактивностей X_1 , X_2 , X_3 идеального (без потерь) колебательного контура на резонансной частоте равна нулю

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad \text{или} \quad X_1 + X_2 = -X_3. \quad (4.15)$$

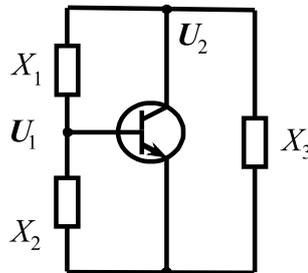


Рис. 4.7 – Обобщенная схема трехточечного генератора

Ясно, что для соблюдения условия (4.15) одна из реактивностей должна иметь знак, противоположный двум другим. Комплексный коэффициент обратной связи, как следует из рис. 4.7, равен

$$K_{oc} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{X_2}{X_1 + X_2} = -\frac{X_2}{X_3}. \quad (4.16)$$

Отсюда следует, что коэффициент обратной связи является действительным отрицательным числом. За счет применения инвертирующего усилителя с общим эмиттером выполняется условие баланса фаз, если реактивности X_2 и X_3 имеют одинаковый характер, а реактивность X_1 имеет характер противоположный. Таким образом, исходя из условия выполнения баланса фаз в рассматриваемой системе возможны два варианта трехточечных автогенераторов, обобщенные схемы которых представлены на рисунках 4.8 и 4.9. Первый из них получил название емкостного трехточечного автогенератора, другой – индуктивного трехточечного автогенератора.

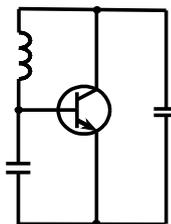


Рис. 4.8 – Емкостной трехточечный автогенератор

На рисунке 4.10 изображена схема одного из популярных трехточечных автогенераторов – генератора Хартли. Колебательный контур LC подключен к полевому транзистору тремя точками. Разделительный конденсатор C_p предохраняет базу транзистора от напряжения источника питания. Резистор R выполняет роль сопротивления утечки. Элементы R_n , C_n в цепи истока создают автоматическое смещение рабочей точки, необходимое для обеспечения мягкого режима самовозбуждения автогенератора. Данный автогенератор сводится к индуктивной трехточечной схеме.

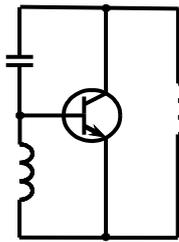


Рис. 4.9 – Индуктивный трехточечный автогенератор

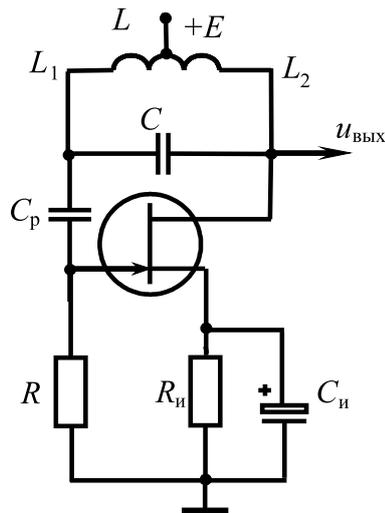


Рис. 4.10 – Генератор Хартли

Практическая схема одного из возможных вариантов емкостного трехточечного автогенератора показана на рис. 4.11. Особенностью схемы является параллельное включение колебательного контура, для чего в цепь стока транзистора включен нагрузочный резистор R_k . Он несколько ухудшает добротность колебательного контура. Выходное напряжение генератора может быть снято со стоковой нагрузки транзистора.

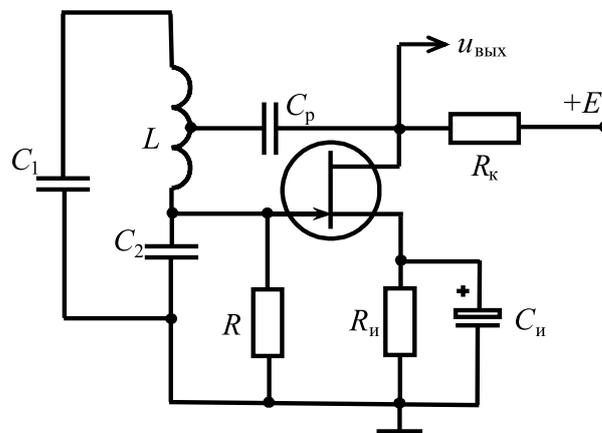


Рис. 4.11 – Практическая схема емкостного трехточечного автогенератора

4.3 Автогенераторы на активных элементах с внутренним отрицательным сопротивлением

Все рассмотренные выше автогенераторы используют цепь положительной обратной связи, за счет которой осуществляется компенсация потерь в системе, приводящая к возникновению автоколебаний. Условием их самовозбуждения является одновременное выполнение в системе баланса амплитуд и баланса фаз (4.3) и (4.4).

Автогенераторы на активных элементах с внутренним отрицательным сопротивлением не имеют цепи положительной обратной связи, и условия их самовозбуждения формулируются иначе. Рассмотрим физический принцип, лежащий в основе их работы.

Если в последовательный колебательный контур, содержащий катушку индуктивности L , конденсатор C и их суммарные потери $R_{\text{пот}} = r_L + r_C$ (рис. 4.12), поместить некоторое «отрицательное сопротивление» $-R$, то, как известно из физики, характер свободных колебаний в цепи будет определяться соотношением этих сопротивлений.

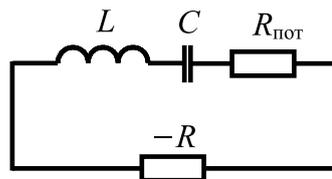


Рис. 4.12 – К принципу автогенератора на основе отрицательного сопротивления

При $R_{\text{пот}} > -R$ (здесь и далее сравнение делается по модулю) свободные колебания в контуре с потерями затухают во времени; при $R_{\text{пот}} = -R$, что означает отсутствие потерь в контуре, свободные колебания в контуре стационарны; при $R < -R$ амплитуда свободных колебаний в контуре растет во времени. Последний случай означает выполнение условия самовозбуждения в системе.

В случае подключения «отрицательного сопротивления» к параллельному колебательному контуру условие самовозбуждения принимает вид:

$$R_0 \geq -R, \quad (4.17)$$

где R_0 есть резонансное сопротивление контура, а знак равенства соответствует условию существования стационарных колебаний в системе.

Отрицательное сопротивление реализуется как дифференциальное сопротивление резистивного нелинейного элемента, имеющего падающий участок на вольт-амперной характеристике. Наибольшее применение среди таких элементов получил туннельный диод.

На рис. 4.13 воспроизведена вольт-амперная характеристика туннельного диода с некоторыми поясняющими обозначениями. В рабочей точке PT с координатами U_0 и I_0 на середине падающего участка ВАХ дифференциальное сопротивление R_d имеет отрицательный знак, так как положительному приращению напряжения соответствует отрицательное приращение тока. Обозначим дифференциальное сопротивление $R_d = -R$, это и есть «отрицательное сопротивление» туннельного

диода. Величина этого сопротивления (соответствует положению касательной k) для реальных туннельных диодов невелика и составляет от 10 до 100 Ом.

Вариант электрической схемы автогенератора на основе туннельного диода показан на рис. 4.14. Резисторы R_1 и R_2 обеспечивают выбор положения рабочей точки туннельного диода. Конденсатор $C_{\text{бл}}$ создает в точке a колебательного контура нулевой потенциал по переменному току. Таким образом, отрицательное дифференциальное сопротивление туннельного диода по переменному току включено между точками контура a и b . Линия динамической нагрузки l на рис. 4.13 соответствует величине эквивалентного сопротивления контура R_0 . При выполнении неравенства (4.17) в контуре возникают и растут по величине гармонические колебания с собственной частотой, близкой к резонансной частоте.

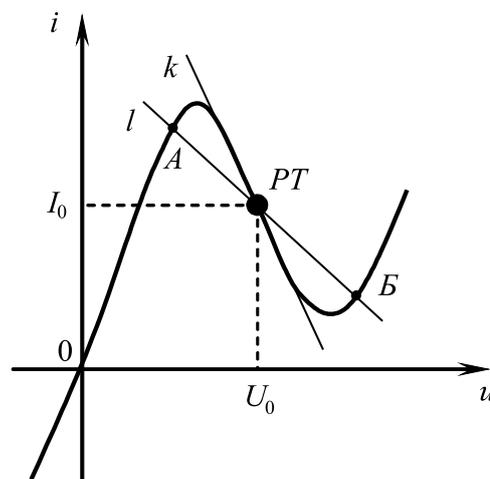


Рис. 4.13 – Вольт-амперная характеристика туннельного диода

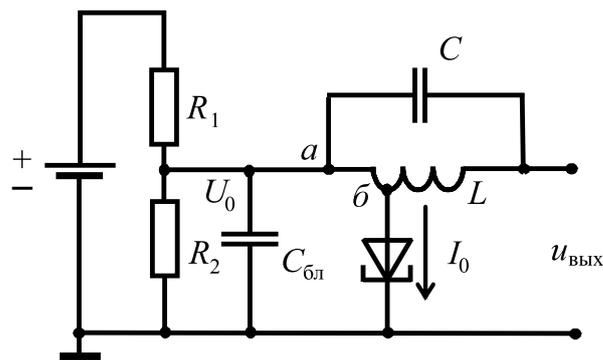


Рис. 4.14 – Автогенератор на туннельном диоде

По мере роста амплитуды колебаний величина дифференциального сопротивления диода снижается, и при достижении равенства в (4.17) устанавливается стационарный режим работы. Практическое значение амплитуды напряжения на контуре между точками a и b не превышает половины разницы абсцисс точек A и B (рис. 4.13) и равно около 0,1...0,3 В. Коэффициент включения контура в точке b достаточно мал (менее 0,3) для предотвращения сильного шунтирования малым прямым сопротивлением туннельного диода.

4.4 Низкочастотные гармонические автогенераторы

Для генерирования гармонических колебаний на частотах доли герца — десятки килогерц использование LC -генераторов становится нецелесообразным, так как массогабаритные показатели элементов контура становятся недопустимо большими. По этим же причинам затрудняется перестройка частоты автогенераторов. Поэтому автогенераторы низких и инфранизких частот используют особенности частотных зависимостей ряда RC -цепей, включаемых в цепь обратной связи между входом и выходом широкополосного усилителя. Автоколебания возникают на единственной частоте при одновременном выполнении условий баланса амплитуд и фаз (4.3) и (4.4). Такие устройства получили название RC -генераторов. В них в качестве RC -цепей используют многозвенные RC -цепи, мосты Вина и двойные T -образные мосты. В качестве усилителя в автогенераторах удобно использование операционного усилителя.

Автогенератор с трехзвенной RC -цепью

Электрическая схема автогенератора показана на рис. 4.15. Трехзвенная RC -цепь с одинаковыми элементами (выделена пунктиром на рисунке) включена в петлю обратной связи инвертирующего усилителя на полевом транзисторе VT . При $R_H \ll R$ коэффициент усиления приближенно равен

$$K = \frac{U_2}{U_1} = -S \cdot R_H, \quad (4.18)$$

где S — крутизна транзистора в рабочей точке.

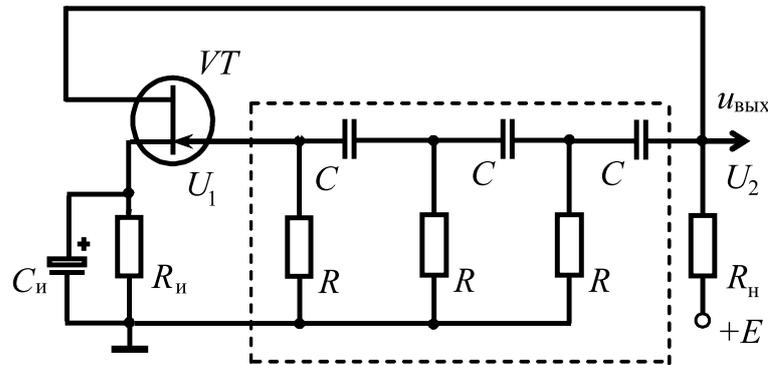


Рис. 4.15 – Автогенератор с трехзвенной фазосдвигающей цепью

Комплексная передаточная функция четырехполюсника обратной связи равна

$$K_{oc}(\omega) = \frac{1}{\left(1 - 5 \frac{1}{(\omega\tau)^2}\right) + j \left(\frac{1}{(\omega\tau)^3} - \frac{6}{\omega\tau}\right)}, \quad (4.19)$$

где $\tau = RC$.

На частоте

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{6}RC} \quad (4.20)$$

мнимая часть выражения обращается в нуль и коэффициент передачи принимает действительное значение

$$K_{oc}(\omega_0) = K(\omega_0) = -\frac{1}{29}. \quad (4.21)$$

Графики амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик трехзвенной RC -цепи показаны на рис. 4.16. Как следует из (4.21) и как видно из графиков, на частоте f_0 цепь вносит фазовый сдвиг 180° и ослабляет сигнал в 29 раз.

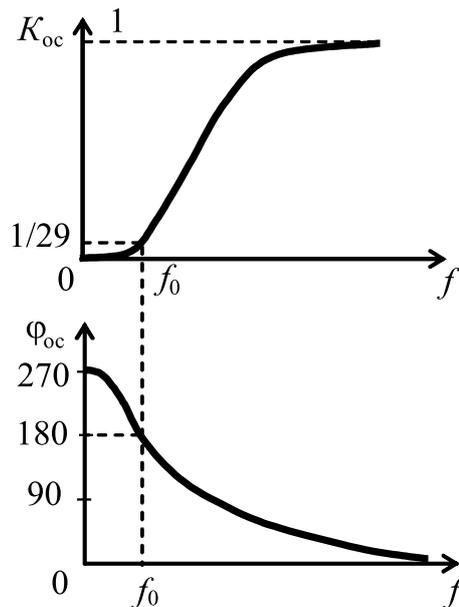


Рис. 4.16 – Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики трехзвенной RC -цепи

Таким образом, в схеме рис. 4.4 на частоте f_0 выполняется условие баланса фаз. Для возникновения колебаний на этой частоте в соответствии с (4.5), (4.18) и (4.21) требуется выполнение неравенства

$$K \cdot K_{oc} = \left| \frac{S \cdot R_H}{29} \right| \geq 1, \quad (4.22)$$

что легко обеспечивается подбором полевого транзистора и величины его стоковой нагрузки. Для уверенного и быстрого запуска автогенератора следует обеспечить достаточную ($S \cdot R_H/29 \approx 1,4$) силу неравенства (4.22). При этом, однако, форма стационарных колебаний может несколько отличаться от синусоидальной, так как система не обладает избирательными свойствами. Регулирование амплитуды колебаний в системе, т. е. отслеживание в стационарном состоянии условия равенства, в (4.22) происходит за счет роста амплитуды колебаний и возникающего при этом снижения значения крутизны S .

Автогенератор с мостом Вина

Основу моста Вина составляет цепь, показанная на рис. 4.17. Комплексная передаточная функция цепи равна

$$K_{oc}(\omega) = \frac{i\omega\tau}{1 - (\omega\tau)^2 + 3i\omega\tau}; \quad (4.23)$$

ее модуль:

$$K_{oc}(\omega) = \frac{\omega\tau}{\sqrt{(1 - (\omega\tau)^2)^2 + 9(\omega\tau)^2}} \quad (4.24)$$

и аргумент:

$$\varphi_{oc}(\omega) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{3\omega\tau}{1 - (\omega\tau)^2}. \quad (4.25)$$

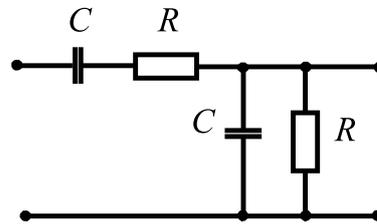


Рис. 4.17 – Цепь Вина

Графики амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик цепи Вина приведены на рис. 4.18. Особенность их состоит в том, что на частоте $f_0 = 1/2\pi RC$ коэффициент передачи достигает максимального значения, равного $1/3$, а фазовый проходит через ноль. При включении схемы Вина в цепь положительной обратной связи операционного усилителя (рис. 4.19) на частоте f_0 выполняется условие баланса фаз. Делитель R_2R_1 в цепи отрицательной обратной связи задает коэффициент усиления, равный

$$K = 1 + \frac{R_2}{R'_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_T}, \quad (4.26)$$

здесь R'_1 определяется параллельным соединением двух сопротивлений: R_1 и R_T , второе из которых является сопротивлением канала полевого транзистора VT , управляемого напряжением на затворе $U_{зи}$ и равному напряжению на выходе пикового детектора, состоящего из диода VD с нагрузкой C_H, R_H .

При выполнении условия баланса амплитуд (4.5) на частоте f_0 :

$$K \cdot K_{oc} = \left(1 + \frac{R_2}{R'_1}\right) \cdot \frac{1}{3} \geq 1 \quad (4.27)$$

в схеме возникают и растут по величине гармонические колебания с частотой f_0 . Их рост продолжается до тех пор, пока неравенство (4.27) не обратится в равенство. Это происходит по следующей причине: по мере роста амплитуды колебаний на выходе автогенератора растет величина отрицательного напряжения $U_{зи}$ на нагрузке пикового детектора, это приводит к запирающему эффекту полевого транзистора и увеличению сопротивления его канала, что ведет за собой рост величины сопротивления R'_1 и, как следствие, снижение величины коэффициента усиления усилителя. Описанная система автоматического регулирования амплитуды колебаний используется достаточно часто в различных радиоэлектронных устройствах.

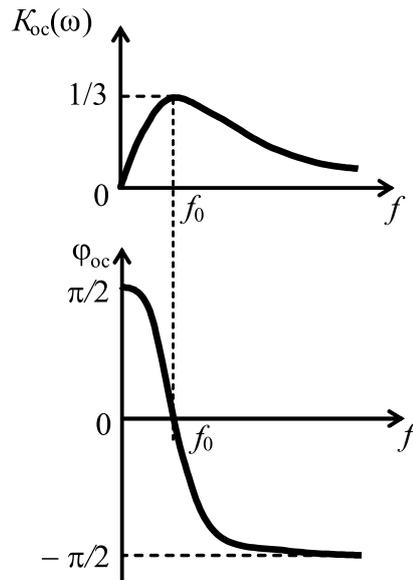


Рис. 4.18 – Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики моста Вина

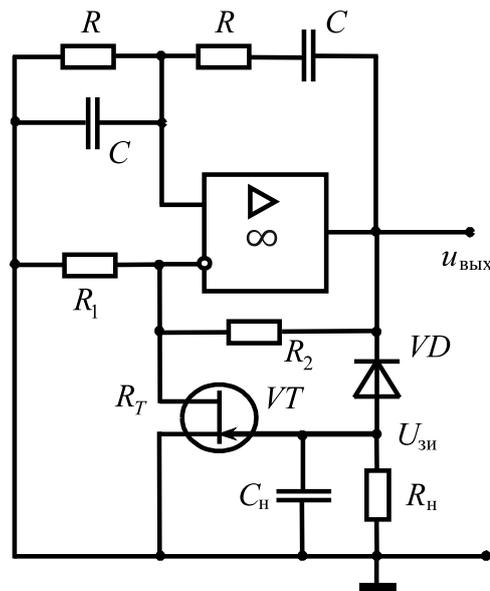


Рис. 4.19 – Автогенератор с мостом Вина

Функциональные генераторы

В RC -генераторах достаточно просто изменять частоту вырабатываемых колебаний, так как она обратно пропорциональна постоянной времени цепи обратной связи (например, $f_0 = 1/\pi RC$). При построении широкодиапазонных RC -генераторов используют декадный принцип перестройки частоты, когда весь частотный диапазон разбивают на поддиапазоны, отличающиеся по частоте в 10 раз. При этом, смена поддиапазона производится изменением величины конденсатора в 10 раз, а плавное изменение частоты внутри поддиапазона осуществляется за счет плавного десятикратного изменения величины сопротивления потенциометра (состоящего из двух или трех секций).

Одновременно, для удобства пользователя, могут быть сформированы колебания прямоугольной и треугольной формы. Такие устройства получили название функциональных генераторов. На рис. 4.20 показана структурная схема функционального генератора. Ведущий диапазонный RC -генератор является источником гармонических колебаний U_G . Ведомые устройства типа триггера Шмитта и интегратора формируют колебания прямоугольной (U_{II}) и треугольной (U_T) формы. Как правило, в таких генераторах предусмотрена независимая регулировка уровня (амплитуды выходного напряжения) и pedestal (постоянной составляющей выходного напряжения) по каждому из трех выходов.

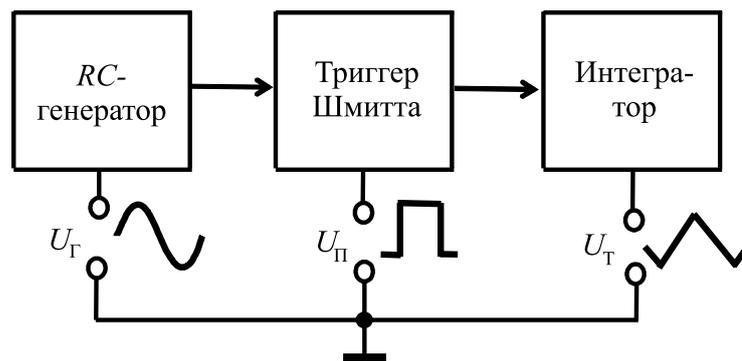


Рис. 4.20 – Структурная схема функционального генератора

Обычно диапазон генерируемых колебаний в таких генераторах разбивается на частоты: 1–10 Гц, 10–100 Гц, 100–1000 Гц, 1 кГц–10 кГц, 10 кГц–100 кГц, 1 МГц–10 МГц. Эти генераторы выполняются на современной элементной базе аналоговых и цифровых ИМС, весьма компактны и удобны для пользователя.

4.5 Импульсные автогенераторы

Импульсным сигналом называют кратковременное отклонение напряжения или тока от некоторого стационарного уровня, в частности от нулевого. Информация может быть заключена в амплитуде, длительности, полярности импульса, периоде его повторения. Импульсные сигналы относятся к классу аналоговых сигналов.

Импульсные сигналы могут иметь различную форму (прямоугольную, треугольную, пилообразную, экспоненциальную и т. д.) и полярность (положительную, отрицательную, разнополярную).

Импульсные сигналы получают путем формирования (чаще всего из синусоидального напряжения) или генерирования.

Формирователи импульсов строят с применением ограничителей на диодах или стабилитронах, с помощью компараторов или триггеров Шмитта.

Импульсные генераторы используются для синхронизации (тактирования) работы цифровых устройств, получения строчной и кадровой развертки телевизионных устройств, формирования временной задержки, управления мощными нагрузками и т. д.

Наиболее распространенными генераторами импульсов являются автоколебательные мультивибраторы, одновибраторы, блокинг-генераторы, генераторы ли-

нейно-изменяющегося напряжения и тока. Они могут быть выполнены на дискретных элементах — биполярных и полевых транзисторах, ОУ, компараторах, логических ИМС. Выпускаются и специализированные микросхемы импульсных генераторов (например, одновибратор К155АГ3, таймер КР1006ВИ1 и др.). Из большого количества схемотехнических решений импульсных генераторов ниже будут рассмотрены лишь несколько широко известных устройств.

В основе работы разнообразных импульсных генераторов лежит цепь положительной обратной связи с большим петлевым усилением. Это генераторы прямоугольных импульсов, линейно-изменяющегося напряжения, импульсов специальной формы. Они могут работать в автоколебательном или ждущем режиме.

Мультивибраторы

Мультивибратором называют генератор импульсов прямоугольной формы, работающий в автоколебательном режиме и представляющий собой по структуре двухкаскадный резистивный усилитель с положительной обратной связью между входом и выходом.

Рассмотрим классическую схему симметричного мультивибратора на биполярных транзисторах, работающую в автоколебательном режиме (рис. 4.21). За счет ПОС схема постоянно находится в одном из двух квазиустойчивых состояний, когда один из транзисторов открыт и насыщен, а другой транзистор закрыт. Основным процессом в схеме является процесс перезаряда емкости, приводящий к смене состояний мультивибратора. Анализ работы устройства проведем, предположив, что транзисторы являются идеальными ключами (равны нулю напряжения между электродами открытого ключа и токи закрытого ключа).

Длительность каждого полупериода колебания определяется временем разряда емкости, включенной в цепь базы закрытого транзистора. Например, конденсатор $C1$ был заряжен до напряжения $+E$ через R_{K1} при открытом $VT2$, и когда открылся $VT1$, потенциал правой обкладки $C1$, равный U_{B2} , стремится измениться от $-E$ до $+E$ за счет перезаряда $C1$ через R_{B2} . Когда он достигает порога отпирания $VT2$, происходит новое опрокидывание. Длительность полупериода колебания примерно соответствует времени, в течение которого экспоненциальный переходный процесс достигает половины полного перепада, т. е. $T_1 \cong 0,7C1 \cdot R_{B2}$.

Время восстановления, определяющее длительность фронта коллекторного напряжения, соответствует времени экспоненциального переходного процесса, который практически заканчивается через 3τ , т. е. $t_\phi \approx 3C1 \cdot R_{K1}$.

Длительность среза импульса достаточно мала по сравнению с длительностью полупериода колебания и может быть определена по формуле: $t_c \approx (2 - 3)\tau_\alpha = (0,3 - 0,5)/f_\alpha$.

Для симметричного мультивибратора ($C1 = C2 = C$; $R_{B1} = R_{B2} = R_B$; $R_K = R_{K1} = R_{K2}$) период колебания равен $T = T_1 + T_2 \cong 1,4C \cdot R_B$. Расчет элементов схемы можно провести в следующей последовательности: вначале выбирают

- транзистор, исходя из допустимой величины t_c ,
- величину E — на 10% больше заданной амплитуды импульса,
- сопротивления резисторов R_K в цепи коллектора — по номинальному току.

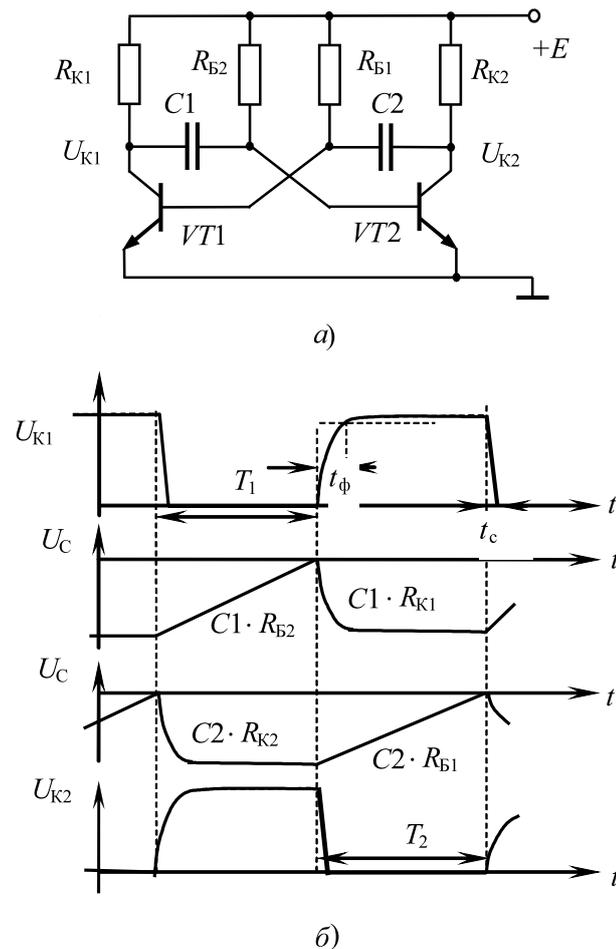


Рис. 4.21 – Мультивибратор с коллекторно-базовыми связями (а) и его временные диаграммы (б)

Затем, задаваясь коэффициентом насыщения транзисторов $S_n = 2 \div 3$, определяют сопротивления резисторов в базовой цепи $R_B = \frac{\beta R_K}{S_n}$; по заданной частоте автоколебаний f определяют емкости конденсаторов $C = \frac{1}{1,4 \cdot f \cdot R_B}$.

Ждущие мультивибраторы

Ждущие мультивибраторы, или *одновибраторы*, предназначены для формирования прямоугольного импульса заданной длительности при поступлении на вход короткого запускающего импульса. Такие генераторы имеют одно устойчивое и одно квазиустойчивое состояние, переход в которые за счет ПОС осуществляется регенеративно.

Рассмотрим классическую схему одновибратора с эмиттерной связью (рис. 4.22). В исходном устойчивом состоянии транзистор $VT2$ открыт и создает на резисторе R_3 падение напряжения, большее напряжения базового делителя $R1, R2$, вследствие чего транзистор $VT1$ оказывается закрытым. Конденсатор $C2$ в исходном

состоянии заряжен до напряжения $E - I_{Э2} \cdot R_Э$ (полярность этого напряжения указана на рисунке).

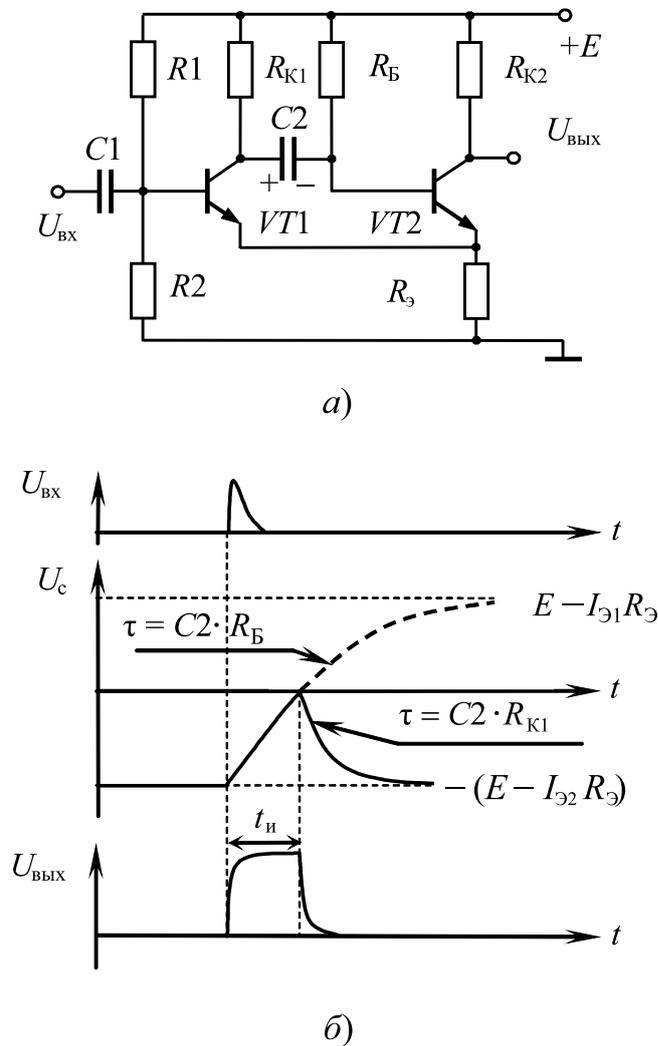


Рис. 4.22 – Одновибратор с эмиттерной связью (а) и его временные диаграммы (б)

При поступлении запускающего импульса $U_{ВХ}$ с амплитудой, превышающей запирающее напряжение, происходит регенеративный процесс, в результате которого VT1 открывается, VT2 закрывается. Схема оказывается во временноустойчивом состоянии. Время нахождения в этом состоянии определяется временем разряда конденсатора C2 до нуля, который стремится перезарядиться через $R_Б$ до напряжения $E - I_{Э1}R_Э$. Таким образом, длительность формируемого на выходе импульса примерно равна $t_{и} = 0,7C2 \cdot R_Б$.

После обратного опрокидывания начинается процесс восстановления, в течение которого конденсатор C2 заряжается до исходного значения через $R_{К1}$.

По завершении процесса восстановления схема готова к формированию нового импульса. Длительность фронта и среза выходного импульса определяются частотными свойствами транзисторов:

$$t_{\phi} = t_c \approx (2 \div 3)\tau_{\alpha} = \frac{0,3 \div 0,5}{f_{\alpha}}$$

Генераторы линейно-изменяющегося напряжения

Генератором линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН) называют устройство, вырабатывающее импульсное напряжение пилообразной формы (рис. 4.23, а). ГЛИН могут работать в автоколебательном или ждущем режимах. В течение длительности рабочего хода напряжение должно изменяться линейно во времени. Наиболее часто ГЛИН используются в качестве генераторов развертки луча по горизонтали в электронно-лучевых трубках осциллографов.

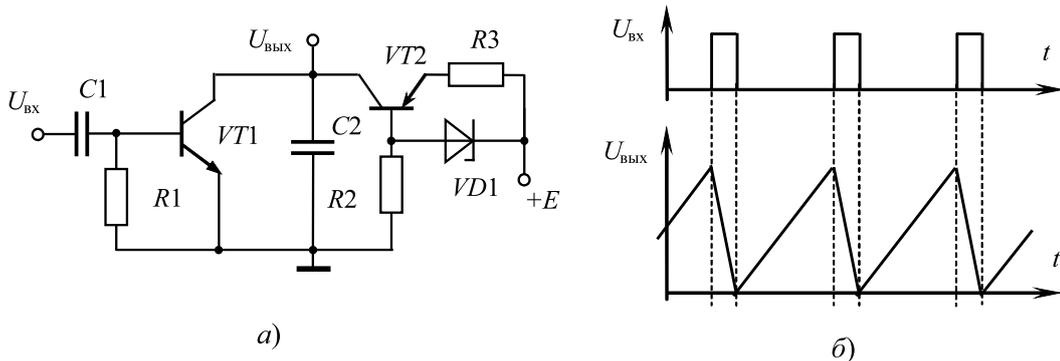


Рис. 4.23 – Генератор пилообразного напряжения

Выходной сигнал в ГЛИН обычно формируется на конденсаторе $C2$, напряжение на котором связано с током соотношением

$$U_c(t) = \frac{1}{C2} \int i_c dt.$$

Линейно изменяющееся напряжение можно получить при заряде конденсатора постоянным током. Стабилизатор тока выполнен на транзисторе $VT2$ и стабилитроне $VD1$. В эмиттерной цепи транзистора течет ток $I_{\text{Э}} = (U_{\text{ст}} - U_{\text{ЭБ}})/R3$, который практически повторяется в коллекторной цепи $I_{\text{К}} = \alpha I_{\text{Э}}$.

В течение рабочего хода напряжение на конденсаторе изменяется по закону (рис. 4.23, б) $U_{\text{ВЫХ}} = (I_{\text{К}}/C2) \cdot t$. Транзистор $VT1$, выполняющий роль разрядного ключа, закрыт.

При поступлении входного импульса транзистор $VT1$ открывается и конденсатор практически полностью разряжается через открытый транзистор. По окончании входного импульса $VT1$ закрывается, и вновь начинается заряд конденсатора постоянным током.

Генератор цифровой последовательности на триггере Шмитта

Удобно построить такой генератор на микросхемах триггеров Шмитта (рис. 4.24, а). Триггер Шмитта является инверсным логическим элементом, обладающим передаточной характеристикой с петлей гистерезиса (рис. 4.24, б). При плавном изменении входного сигнала происходит скачкообразное изменение выходного. При повышении входного напряжения напряжение на выходе скачком меняется от уровня логической единицы $U_{\text{ВЫХ}}^1$ до уровня логического нуля $U_{\text{ВЫХ}}^0$ при $U_{\text{ВХ}} \approx 1,65$ В. Этот уровень обозначен как напряжение включения $U_{\text{ВКЛ}}$. При снижении напряжения на

входе обратное изменение выходного напряжения происходит при другом уровне. Этот уровень обозначен как напряжение выключения $U_{\text{выкл}}$. Оно составляет 0,85 В. Имеет место своеобразная петля гистерезиса. Между этими уровнями и происходит заряд и разряд конденсатора C в схеме генератора (рис. 4.25). При $U_{\text{вх}} = 0$ $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^1$ и конденсатор C заряжается (пунктирная кривая). Когда напряжение достигнет уровня включения $U_{\text{вкл}}$, триггер срабатывает и на его выходе напряжение становится равно $U_{\text{вых}}^0$. Конденсатор начинает разряжаться, и напряжение на нем спадает до уровня выключения $U_{\text{выкл}}$, триггер снова срабатывает и т. д. Период колебаний зависит от уровней включения и выключения, уровней логической единицы и логического нуля. Очень приближенную оценку периода можно сделать, как $T \approx 1,4RC$. Для примера, микросхемы К155ТЛ2 и К555ТЛ2 содержат в одном корпусе шесть инверсных триггеров Шмитта.

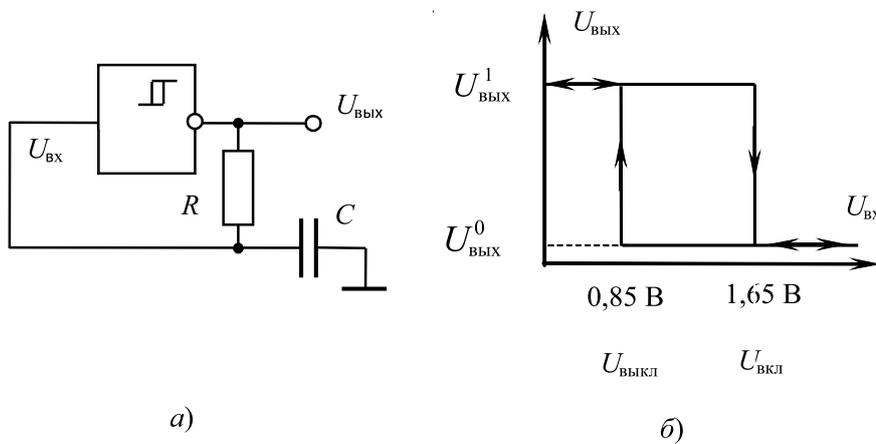


Рис. 4.24 – Генератор на основе триггера Шмитта (а), передаточная характеристика триггера Шмитта (б)

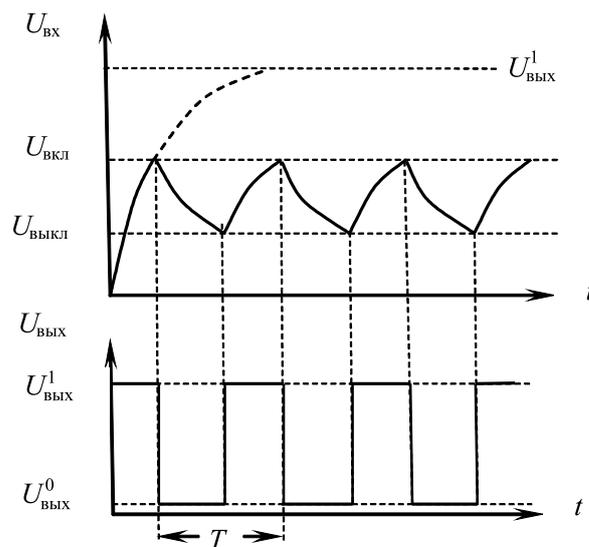


Рис. 4.25 – Временные диаграммы для пояснения работы генератора на основе триггера Шмитта



Контрольные вопросы по главе 4

1. Сформулируйте условия баланса амплитуд и баланса фаз в автогенераторе.
2. Каковы этапы работы автогенератора?
3. Что имеют в виду под классическим автогенератором?
4. Различия между мягким и жестким режимами работы автогенератора.
5. Что такое трехточечный автогенератор?
6. Нарисуйте обобщенные схемы емкостного и индуктивного трехточечных автогенераторов.
7. Поясните принцип работы автогенератора с трехзвенной фазосдвигающей цепью.
8. Поясните принцип работы автогенератора на основе моста Вина.
9. Что такое функциональный генератор?
10. Объясните работу мультивибратора.
11. Объясните работу автогенератора на основе триггера Шмитта.

Глава 5

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

5.1 Общая структура канала связи. Распространение радиоволн



.....
В структуре любой системы связи имеются передающее и приемное устройства, разделенные каналом связи. Система передачи информации по радиочастотному каналу связи (рис. 5.1) включает радиопередатчик (1), канал передачи сигнала, в частности открытое пространство (2) и радиоприемник (3).
.....

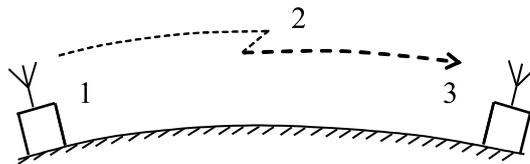


Рис. 5.1 – Радиочастотный канал связи

Краткие сведения о распространении радиоволн

Радиосигналы, или модулированные высокочастотные колебания, служат для передачи информации по каналу связи, наиболее общей моделью которого может быть открытое пространство, разделяющее отправителя информации (радиопередатчик) и ее получателя (радиоприемник). В открытом пространстве радиосигналы распространяются от излучающей антенны до приемной в виде электромагнитных колебаний — радиоволн. Диапазон частот радиоволн, используемых в радиоэлектронике, чрезвычайно широк и подразделяется на ряд диапазонов, отличающихся по условиям распространения радиоволн через открытое пространство:

радиоволны	длина волны	частоты
длинноволновые	10 км...1 км	30 кГц...300 кГц
средневолновые	1000 м...100 м	300 кГц...3 МГц
коротковолновые	100 м...10 м	3 МГц...30 МГц
ультракоротковолновые	менее 10 м	выше 30 МГц
метровые	10 м...1 м	30 МГц...300 МГц
дециметровые	10 дм...1 дм	300 МГц...3 ГГц
сантиметровые	10 см...1 см	3 ГГц...30 ГГц
миллиметровые	10 мм...1 мм	30 ГГц...300 ГГц
субмиллиметровые	1 мм...0,4 мм	300 ГГц...750 ГГц
инфракрасные	0,4 мм...0,76 мм	0,75 ТГц...395 ТГц
оптического диапазона	0,76 мкм...0,4 мкм	395 ТГц...750 ТГц

Сделаем краткое описание свойств открытого пространства с точки зрения условий распространения радиоволн различных диапазонов частот.

С точки зрения условий и механизма распространения радиоволн канал связи имеет сложную структуру. Условия распространения радиоволн между передатчиком и приемником, расположенными на поверхности земли или вблизи от нее, характеризуются, во-первых, наличием земной или водной поверхности, обладающей конечной проводимостью, и, во-вторых, наличием ионосферы — верхних слоев атмосферы, разреженный газ которых ионизирован действием солнечных и космических лучей. Радиоволны преломляются и поглощаются в ионосфере в тем большей мере, чем выше степень ионизации и чем длиннее волна. Поэтому существуют суточные и сезонные изменения условий распространения радиоволн, вызываемые изменениями степени ионизации атмосферы. Эти же явления обуславливают различия в условиях распространения волн различной длины.

Радиоволна может достигать приемник (рис. 5.2) как за счет огибания земной поверхности (поверхностная волна), так и за счет преломления в ионосфере (пространственная волна). Длинные и средние распространяются при помощи обоих механизмов, в зависимости от времени суток и расстояния. Короткие волны достигают места приема главным образом за счет преломления в атмосфере, т. е. за счет рефракции. Упрощенно можно трактовать явление как отражение от ионизированного слоя. Волна может попасть в точку приема и после многократного отражения попеременно от ионосферы и от земной поверхности (рис. 5.3). Возможен прием коротких волн, обогнувших земной шар. Отражение происходит лишь при условии, что угол падения достаточно мал, другими словами, волны, распространяющиеся под большим углом к горизонту, проникают в ионосферу и назад не возвращаются (рис. 5.3 (4)).

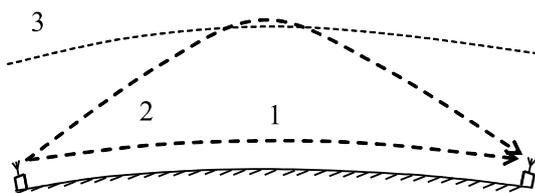


Рис. 5.2 – Общая картина распространения радиоволн: 1 — поверхностная волна, 2 — пространственная волна, 3 — ионосфера

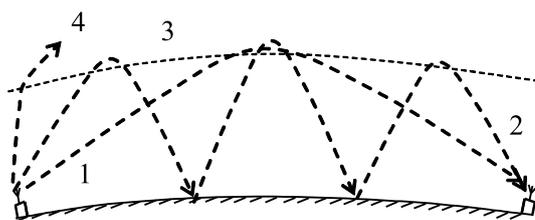


Рис. 5.3 – Однократное (1) и многократное (2) отражения, ионосфера (3), проникновение без отражения (4)

Ультракороткие волны (метровые и короче) практически не отражаются от ионосферы. Поэтому надежная связь на этих волнах возможна лишь в пределах прямой видимости (рис. 5.4), т. е. на расстоянии примерно 50 км или несколько больше, в зависимости от высоты подъема антенн над поверхностью земли. Ценно, что такие свойства позволяют применять их для связи с внеземными объектами.

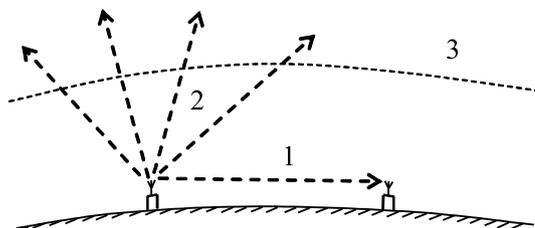


Рис. 5.4 – Распространение ультракоротких волн: прямая видимость (1), проникновение без отражения (2), ионосфера (3)

Дальность распространения волн оптического диапазона определяется лишь степенью направленности луча и оптической прозрачностью канала связи. В настоящее время нашли широкое применение лазерные системы связи, позволяющие передавать сигналы практически на неограниченные расстояния.

Структурные элементы системы связи

Не рассматривая пока структурные схемы радиопередатчика и радиоприемника, которые будут подробнее обсуждаться далее, назовем устройства, входящие в их состав.

Радиопередатчик содержит высокочастотный задающий генератор, умножители частоты, узкополосные и широкополосные усилители напряжения и мощности, модулятор, антенно-фидерное устройство, источник вторичного электропитания.

В составе типового радиоприемника можно увидеть усилители высоких и низких частот с повышенными требованиями к уровням собственных шумов, автогенератор, преобразователь частоты, демодулятор (детектор), оконечное устройство, источник вторичного электропитания.

Таким образом, базовый набор аналоговых устройств, на основе которых строится любая система связи, включает:

- усилители,
- умножители частоты,

- автогенераторы,
- преобразователи частоты,
- модуляторы,
- демодуляторы (детекторы),
- источники вторичного электропитания.

Усилители, умножители частоты, автогенераторы были подробно представлены в главах 2–4 настоящего пособия. С другими названными элементами структуры системы радиосвязи знакомство будет составлено по мере изучения радиопередающих и радиоприемных устройств.

5.2 Элементы тракта радиопередающего устройства

Классификация



.....
Радиопередающее устройство (радиопередатчик, а дальше просто — передатчик) является первым звеном радиолинии и служит источником радиосигнала, содержащего сообщение, передаваемое по этой линии.

Современные передатчики исключительно многообразны. Они могут быть классифицированы по назначению, структурной схеме, характеру передаваемой информации (аналоговая, цифровая), используемой модуляции, частотному диапазону, излучаемой мощности, конструктивному выполнению, условиям эксплуатации и проч. Назовем примеры передатчиков только по двум из названных признаков классификации: по назначению и по условиям эксплуатации. По назначению различают передатчики:

- радиовещательные,
- телевизионные,
- радиолокационные,
- навигационные,
- связные, в том числе для сотовой телефонии, интернет-каналов,
- телеметрии,
- помех,
- прочие.

По условиям эксплуатации передатчики можно разделить:

- на стационарные,
- бортовые,
- переносные (мобильные).

Не касаясь конструктивных и эксплуатационных характеристик передатчиков, назовем их основные электрические характеристики:

- диапазон волн (частот). Диапазон рабочих волн (частот) передатчиков занимает всю шкалу электромагнитных волн;
- излучаемая активная мощность $P_{\text{акт}}$. По величине излучаемой активной мощности различают передатчики маломощные (3...100 Вт), средней мощности (100 Вт...3 кВт), мощные (3 кВт...100 кВт) и сверхмощные (более 100 кВт);
- коэффициент полезного действия передатчика, равный отношению излучаемой активной мощности к мощности, потребляемой от источника питания. Коэффициент полезного действия передатчиков может лежать в пределах от нескольких процентов до десятков процентов;
- стабильность частоты и точность ее установки. Требования высокой стабильности частоты и точности ее установки являются необходимыми для обеспечения нормального функционирования любой линии связи, в частности для обеспечения бесперерывного режима ее работы. Относительная нестабильность частоты современного передатчика не должна превышать 10^{-6} ... 10^{-8} .

Структурные схемы передатчиков

Возможны два варианта построения структурных схем передатчиков при использовании амплитудной модуляции, в упрощенном виде показанные на рис. 5.5 и 5.6. Первый вариант передатчика (рис. 5.5) имеет наиболее простую структуру. Чувствительность по входу модулирующего сигнала $s(t)$ может быть повышена с помощью усилителя низких частот (УНЧ). Поскольку модуляция амплитуды осуществляется непосредственно в автогенераторе (Γ), это не позволяет обеспечить высокую стабильность частоты излучаемого радиосигнала. Мощность излучаемого радиосигнала может быть увеличена с помощью усилителя мощности (УМ).

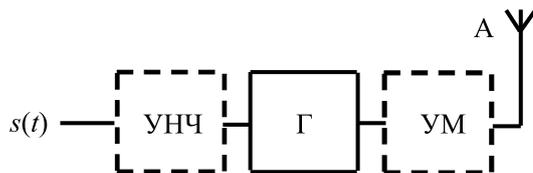


Рис. 5.5 – Простейший передатчик

В другом варианте передатчика (рис. 5.6) высокая стабильность частоты обеспечивается тем, что задающий генератор Γ имеет кварцевую стабилизацию. Он работает, как правило, на частотах, где кварцевый резонатор обладает наивысшей стабильностью (1...10 МГц). Он также защищен от дестабилизирующего влияния своей нагрузки буфером (БУФ) и не подвергается модуляции. Цепочка умножителей частоты (УЧ) позволяет получить необходимый номинал частоты излучаемого сигнала. Затем высокочастотное колебание подвергается амплитудной модуляции сигналом $s(t)$, поступающим с выхода усилителя низких частот УНЧ. В случае если мощность радиосигнала на выходе модулятора МОД недостаточна, между

передающей антенной А и модулятором помещают резонансный усилитель мощности РУМ.

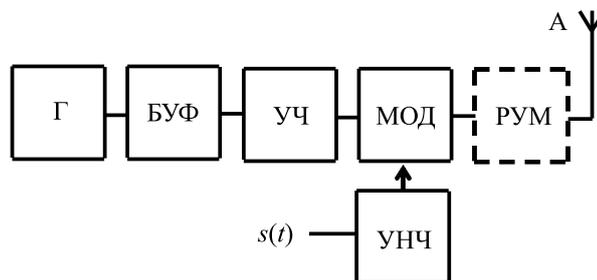


Рис. 5.6 – Передатчик с повышенной стабильностью частоты

Модулятор радиопередатчика

В пункте 1.2 приведен общий подход к описанию явлений, происходящих во всех аналоговых устройствах. Он базируется на представлении устройства в виде типового электронного аналогового звена (рис. 1.4), содержащего нелинейный и линейный фильтры. При этом нелинейный элемент предназначен для обогащения спектра воздействия $s_{\text{вх}}(t)$, а линейный фильтр служит для выделения нужной спектральной составляющей $s_{\text{вых}}(t)$.

Все названные выше структурные единицы передатчика, кроме модулятора, были рассмотрены ранее. Модуляция заключается в процессе управления одним из параметров высокочастотного несущего гармонического колебания по закону изменения во времени низкочастотного управляющего (модулирующего) сигнала с целью передачи его по радиочастотному каналу связи и технически осуществляется устройствами, называемыми модуляторами. По числу независимых параметров исходного высокочастотного гармонического колебания — амплитуда, частота и начальная фаза — различают два основных вида модуляции — амплитудную и угловую, разновидностями последней являются частотная и фазовая.

Рассмотрим краткие сведения, касающиеся амплитудной модуляции.

Общие положения

Условное графическое обозначение амплитудного модулятора на структурных схемах показано на рис. 5.7. Несущее колебание с частотой $f_0(\omega_0)u_0(t) = U_H \cos \omega_0 t$ модулируется управляющим сигналом с частотой $F(\Omega)u_\Omega(t) = U_\Omega \cos \Omega t$. Амплитудно-модулированное колебание (АМК) в простейшем случае тональной амплитудной модуляции записывается в виде:

$$u(t) = U_H(1 + M \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (5.1)$$

где $M = k_{AM} U_\Omega / U_H$ — глубина модуляции, $0 \leq M \leq 1$ (или $0 \leq M \leq 100\%$), k_{AM} — некоторый коэффициент пропорциональности, характеризующий амплитудный модулятор. Выражение (5.1) можно представить иначе:

$$u(t) = U_H \cos \omega_0 t + \frac{MU_H}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{MU_H}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (5.2)$$

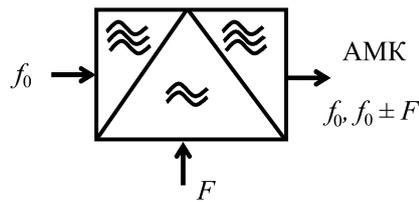


Рис. 5.7 – Условное графическое обозначение модулятора

Осциллограмма АМК, соответствующая (5.1), показана на рис. 5.8. Если обозначить наибольший $U_{\max} = U_{\text{н}}(1 + M)$ и наименьший $U_{\min} = U_{\text{н}}(1 - M)$ размах колебания (см. рис. 5.8), то глубина модуляции определится как

$$M = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}. \quad (5.3)$$

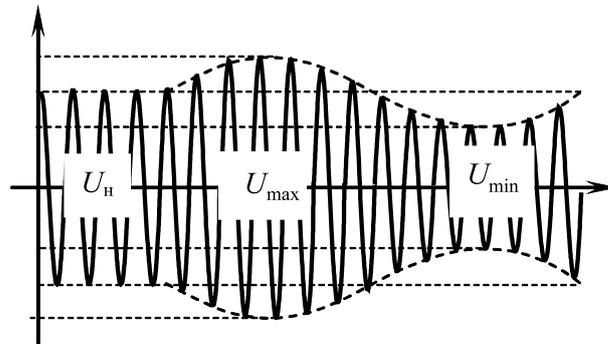


Рис. 5.8 – АМК с тональной модуляцией

Спектр (АМК) содержит три гармонические составляющие (5.2) — несущую с амплитудой $U_{\text{н}}$ на частоте ω_0 и две боковых с амплитудами $\frac{U_{\text{н}} \cdot M}{2}$ на нижней $\omega_0 - \Omega$ и верхней $\omega_0 + \Omega$ боковых частотах (рис. 5.9). Ширина спектра АМ равна удвоенной ширине спектра модулирующего сигнала, в данном случае 2Ω .

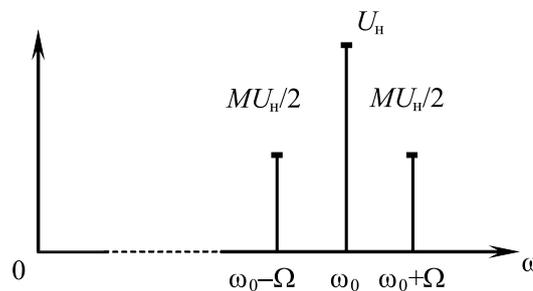


Рис. 5.9 – Спектр АМК с тональной модуляцией

На рисунке 5.10 показана обобщенная схема амплитудного модулятора. Относительно рабочего смещения E_0 к нелинейному элементу приложены два сигнала — несущее $u_0(t)$ и модулирующее $u_{\Omega}(t)$ колебания. В результате нелинейного преобразования сигналов в спектре тока $i(t)$ присутствуют все гармоники обоих

сигналов, а также комбинационные колебания с частотами $\omega_0 \pm \Omega$. Полезные для осуществления амплитудной модуляции спектральные составляющие на частотах ω_0 и $\omega_0 \pm \Omega$ можно выделить с помощью некоторого полосового фильтра, настроенного на центральную частоту ω_0 и имеющего полосу пропускания $\Delta\Omega$ не уже 2Ω . Роль такого фильтра может выполнить, например, параллельный колебательный контур.

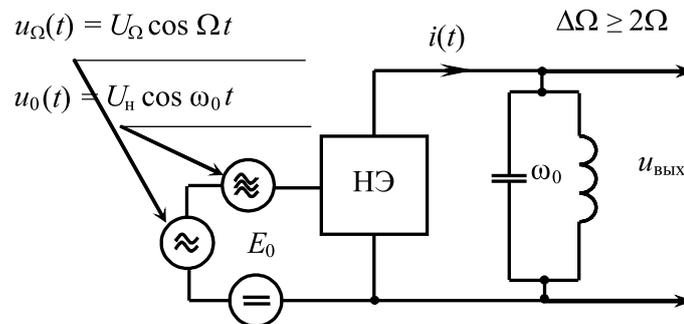


Рис. 5.10 – Обобщенная схема амплитудного модулятора

Электрическая схема базового амплитудного модулятора показана на рис. 5.11. Название устройства определено тем, что несущее колебание U_n и модулирующий сигнал U_Ω вводятся в базовую цепь транзистора VT . Необходимое смещение E_0 создается делителем напряжения в цепи базы R_1 и R_2 . Для суммирования напряжений U_n и U_Ω в базовой цепи точка 2 схемы (рис. 5.11) блокируется конденсатором большой емкости C_2 (по низкой частоте), точка 1 – конденсатором меньшей емкости C_1 (по высокой частоте). Низкочастотный модулирующий сигнал вводится с помощью трансформатора с железным сердечником TV . Элементы R_ϕ , C_ϕ выполняют роль фильтра в цепи питания. Настроенный на частоту f_0 колебательный контур L , C частично включен в цепь коллектора транзистора и фильтрует полезные составляющие спектра тока транзистора-несущую и пару боковых (см. рис. 5.9). Амплитудно-модулированные колебания (АМК) снимаются на выход с помощью высокочастотного трансформатора.

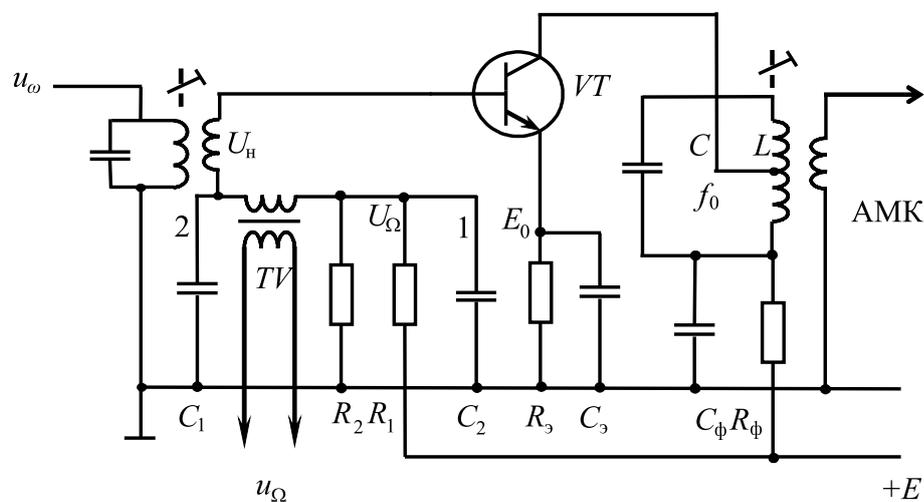


Рис. 5.11 – Базовый амплитудный модулятор

Балансная амплитудная модуляция

Балансно-модулированным колебанием (БМК) называется амплитудно-модулированное колебание, в котором отсутствует составляющая несущей частоты. При тональной амплитудной модуляции БМК определяется выражением:

$$\begin{aligned} u(t) &= MU_H \cos \Omega t \cos \omega_0 t = \\ &= 0,5MU_H \cos(\omega_0 + \Omega)t + 0,5MU_H \cos(\omega_0 - \Omega)t. \end{aligned} \quad (5.4)$$

Спектр БМК соответствует выражению (5.4) и показан на рис. 5.12.

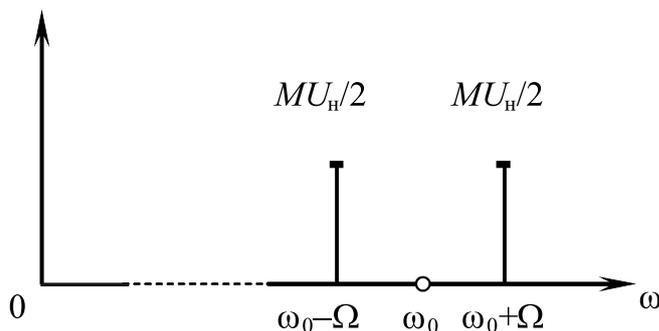


Рис. 5.12 – Спектр БМК с тональной модуляцией

Применение БМК позволяет улучшить энергетические показатели канала связи за счет отсутствия в спектре колебания несущей, не содержащей информации, но обладающей значительной долей мощности в составе амплитудно-модулированного колебания. Ширина спектра БМК, как и в случае обычной амплитудной модуляции (см. рис. 5.9), остается равной удвоенной ширине спектра модулирующего колебания.

Однополосная амплитудная модуляция

Дальнейшее улучшение энергетических показателей канала связи, а также сужение полосы занимаемых им в эфире частот до ширины спектра модулирующего колебания достигается при применении однополосной модуляции.

Колебание

$$u(t) = MU_H \sin(\omega_0 + \Omega)t \quad (5.5)$$

является верхней боковой частотой спектра модулированного колебания. Спектр сигнала с однополосной тональной модуляцией показан на рис. 5.13.

Передатчик канала звукового сопровождения телевизионного вещания работает с однополосной модуляцией.

В системе радиосвязи с использованием частотной модуляции упрощенная структурная схема передатчика подобна изображенной на рис. 5.5 с тем лишь отличием, что управляющий сигнал $s(t)$ модулирует частоту генератора.

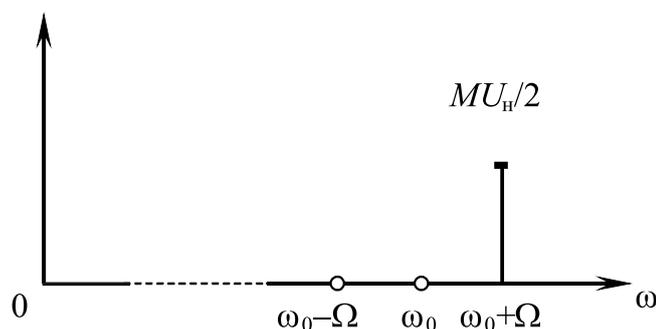


Рис. 5.13 – Спектр однополосной тональной модуляции

5.3 Элементы тракта радиоприемного устройства



.....
Радиоприемник [4] предназначен для приема и обработки слабых радиочастотных колебаний, проходящих через открытое пространство или по радиочастотному кабелю, и является конечным звеном радиочастотного канала.

Радиоприемные устройства чрезвычайно многообразны. Это подтверждает приведенная ниже краткая классификация их по некоторым существенным признакам:

- по назначению — радиовещательные (радиовещание, телевидение, ...), специальные (радиосвязь, радионавигация, телеметрия, радиолокация, радиотелефония, ...);
- по виду модуляции — с амплитудной модуляцией, с частотной модуляцией, с фазовой модуляцией, с импульсной модуляцией (длительно-импульсной, фазово-импульсной, кодово-импульсной, ...);
- по диапазону принимаемых волн — длинноволновые, средневолновые, коротковолновые, ультракоротковолновые, инфракрасного излучения, оптического диапазона;
- по структурной схеме — детекторные, прямого усиления, супергетеродинные;
- по конструктивному оформлению — стационарные, бортовые (автомобильные, самолетные, ...), переносные.

Независимо от вида любое радиоприемное устройство всегда выполняет три основных операции по обработке сигнала:

- 1) частотную селекцию сигнала (линейная операция),
- 2) демодуляцию сигнала (нелинейная операция),
- 3) усиление сигнала (нелинейная операция).

Ниже перечислены и кратко пояснены основные показатели радиоприемных устройств.

Чувствительность радиоприемника

Чувствительность характеризует способность радиоприемника обеспечить прием слабых сигналов.

Количественно чувствительность определяют как минимальную величину ЭДС E_{A0} (или мощность P_{A0}) сигнала в антенне, которая обеспечивает номинальную мощность на выходе радиоприемника при заданном превышении сигнала над шумами (собственными или внешними) при точной настройке на частоту сигнала.

В диапазонах длинных, средних, коротких волн чувствительность оценивают по величине ЭДС в антенне, и ее величина может лежать в пределах $0,1 \text{ мкВ} \leq E_{A0} \leq 1000 \text{ мкВ}$.

В диапазонах ультракоротких волн чувствительность оценивают по мощности сигнала в антенне: $10^{-15} \text{ Вт} \leq P_{A0} \leq 10^{-6} \text{ Вт}$.

Избирательность радиоприемника

Избирательность (селективность) характеризует способность выделения радиоприемником полезного сигнала из всей совокупности сигналов с различными частотами. Избирательность оценивается по резонансной характеристике радиоприемника — кривой избирательности (селективности).

Кривая избирательности есть зависимость сигнала в антенне E_A , обеспечивающего номинальную мощность на выходе радиоприемника от величины расстройки $\Delta f = f_c - f_0$, где f_c — частота принимаемого сигнала, f_0 — частота настройки радиоприемника. Для удобства использования кривую избирательности нормируют и строят в логарифмическом масштабе:

$$S = 20 \lg \frac{E_A}{E_{A0}}, \text{ дБ.} \quad (5.6)$$

На рис. 5.14 показан вид типичной кривой избирательности радиоприемника. При расстройке $\Delta f = 0$ реализуется максимальная чувствительность $E_A = E_{A0}$. Полоса пропускания радиоприемника $\Delta f_{\text{П}}$ соответствует уровню S , равному $\sqrt{2}$ или 3 дБ. По кривой избирательности может быть определен важный параметр качества радиоприемника — величина подавления (избирательность) по *соседнему каналу* (на рисунке — $S_{\text{СК}}$). Под соседним каналом понимают сигнал соседней радиостанции, отличающийся по частоте на величину $\Delta f_{\text{СК}}$. Для трактов радиоприемников с амплитудной модуляцией $\Delta f_{\text{СК}} = \pm 9 \text{ кГц}$, с частотной модуляцией — $\Delta f_{\text{СК}} = \pm 150 \text{ кГц}$. Величина избирательности по соседнему каналу регламентируется в зависимости от группы сложности радиоприемника.

По виду структурной схемы различают радиоприемники детекторные, прямого усиления и супергетеродинные.

Простейший радиоприемник, показанный на рис. 5.15, содержит входную цепь Вх.Ц, служащую для настройки на частоту принимаемого сигнала, и детектор Д, выход которого подключен к оконечному устройству (в качестве такового на схеме изображен акустический излучатель). Такой радиоприемник не требует источника питания и работает за счет энергии близко расположенной радиостанции. Разумеется, в этом случае говорить об удовлетворительных качественных показателях

устройства не имеет смысла. Основные недостатки заключаются в низкой чувствительности, малой селективности входной цепи и больших нелинейных искажениях, свойственных режиму детектирования малого сигнала.

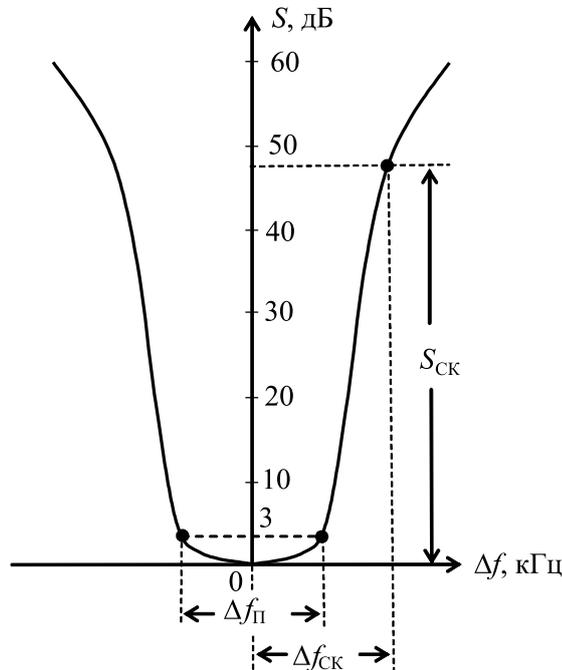


Рис. 5.14 – Кривая избирательности радиоприемника

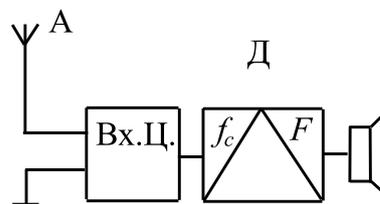


Рис. 5.15 – Детекторный приемник

Радиоприемник прямого усиления (рис. 5.16), в отличие от предыдущего, дополнен усилителями высокой и низкой частоты УВЧ и УНЧ, что обеспечивает ему необходимую чувствительность, хотя ее величина сильно меняется в диапазоне принимаемых частот. Кроме того, наличие резонансного УВЧ несколько повышает селективность приема, тем не менее говорить об удовлетворительной селективности по соседнему каналу в широкой полосе на высоких частотах не приходится. Еще одним недостатком является сложность обеспечения точной настройки на принимаемую станцию в диапазоне рабочих частот.

Радиоприемник (рис. 5.17), построенный по супергетеродинной схеме, предложенной в 1919 г. Армстронгом, позволяет избежать недостатков, присущих описанным ранее схемам. В отличие от предыдущей схемы, приемник содержит преобразователь частоты ПЧ (выделен пунктиром) и усилитель промежуточной частоты УПЧ. В преобразователе частоты спектр принимаемого сигнала переносится на сигнал промежуточной частоты $f_{пр} = f_{г} - f_{с}$.

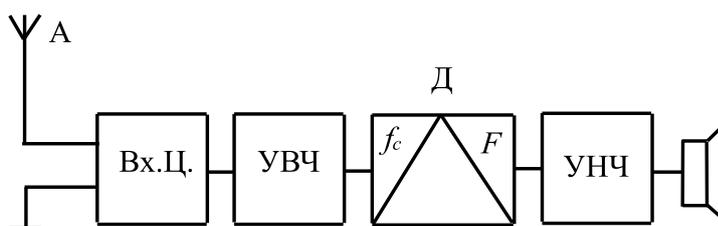


Рис. 5.16 – Приемник прямого усиления

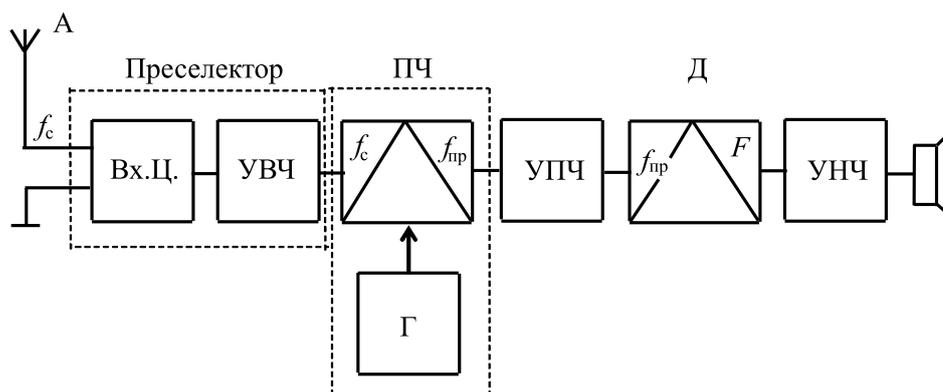


Рис. 5.17 – Супергетеродинный радиоприемник

Величина промежуточной частоты для трактов АМ радиовещательных приемников составляет 465 кГц, для трактов ЧМ — 10,7 МГц.

УПЧ в приемнике выполняет две функции: обеспечивает необходимую чувствительность и требуемую избирательность по соседнему каналу. Это легко реализуется на фиксированной и достаточно низкой промежуточной частоте. Как правило, УПЧ содержит два–три каскада линейных резонансных усилителей с полосовыми фильтрами в виде связанных контуров. Требуемая форма кривой избирательности обеспечивается за счет фильтра сосредоточенной селекции (ФСС), включаемого между преобразователем частоты и УПЧ. Величина усиления в УПЧ должна обеспечивать возможность линейного режима работы детектора с целью снижения нелинейных искажений при детектировании.

Сделаем оценку уровней сигнала и коэффициентов передач в радиотракте приемника (от антенны до входа детектора). Результирующий коэффициент передачи радиотракта K_P есть произведение коэффициентов передач всех звеньев цепи при условии настройки на частоту сигнала (обозначения ясны при взгляде на схему рис. 5.17): $K_P = K_{ВхЦ} \cdot K_{УВЧ} \cdot K_{ПЧ} \cdot K_{УПЧ}$.

Если принять величину сигнала на входе детектора 1 В, а ЭДС в антенне — 1 мкВ, то величина K_P оценивается как 10^6 . Примем $K_{ВхЦ} = K_{ПЧ} = 1$ (хотя на практике они обычно меньше), примем $K_{УВЧ} = 10$, тогда $K_{УПЧ}$ должен быть не менее 10^5 . Эти оценки подтверждают, что наибольший вклад в усиление в радиотракте приемника вносит УПЧ.

К сожалению, в рассматриваемой схеме, наряду с дополнительным соседним каналом приема, возникают два новых: зеркальный и по промежуточной частоте. Расположение зеркального канала приема на частотной оси поясняется на рис. 5.18. Он расположен на частоте $f_3 = f_c + 2f_{пр}$. Сигнал зеркальной частоты должен быть

подавлен до требуемой степени, прежде чем попадет на вход преобразователя частоты — в преселекторе (входная цепь — УВЧ). В противном случае, попав на вход ПЧ, он образует на его выходе паразитную составляющую промежуточной частоты, создающую помеху приему.

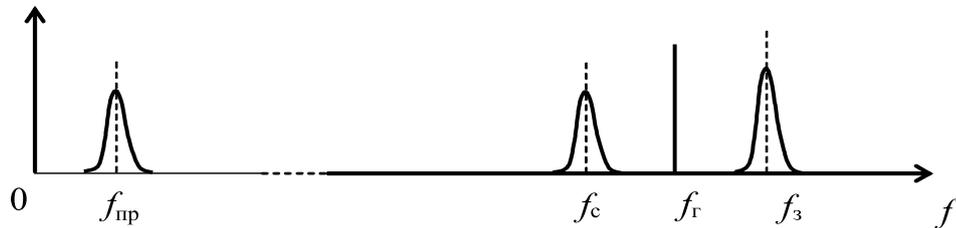


Рис. 5.18 – К пояснению зеркального канала приема

Под дополнительным каналом по промежуточной частоте понимают возможность проникновения на вход ПЧ сигнала, равного по частоте $f_{пр}$. Этот канал также должен быть закрыт в преселекторе. Для этого в состав преселектора включают режекторный фильтр-пробку, роль которого играет высокочастотный последовательный или параллельный колебательный контур.

Остановимся на основных особенностях приемных антенн и входных цепей радиоприемников.

Антенны

В качестве приемных, как правило, используются штыревые, дипольные, рамочные, магнитные антенны. Антенна служит для преобразования энергии электромагнитной волны в месте расположения антенны в энергию источника напряжения, сигнал которого подается на вход приемника.

Эквивалентная электрическая схема антенны показана на рис. 5.19. Схема содержит источник высокочастотной ЭДС E_A , обладающий внутренним комплексным сопротивлением Z_A . Величина ЭДС антенны равна $E_A = h_d E$, где h_d — действующая высота антенны в метрах (м), зависящая от конструктивных особенностей и расположения антенны, E — напряженность электрической составляющей электромагнитного поля в месте приема в микровольтах на метр (мкВ/м). Полное сопротивление Z_A в общем случае (ненастроенная антенна) включает активную составляющую R_A и реактивные составляющие индуктивного и емкостного характера: $Z_A = R_A + j\omega L_A + 1/j\omega C_A$. Эквивалентная схема такой антенны показана на рис. 5.20 и справедлива для относительно низких частот, когда размеры антенны значительно меньше рабочей длины волны.

Антенну считают настроенной при условии $Z_A = R_A$. Для штыревой антенны и горизонтального диполя преобладающей реактивностью является емкость (рис. 5.21, а), для рамочной и магнитной антенн — индуктивность (рис. 5.21, б). В обоих случаях сопротивление потерь антенны R_A невелико.

В том случае, когда длина волны принимаемого сигнала соизмерима с геометрическими размерами антенны, поведение последней отличается от поведения цепи с сосредоточенными параметрами, так как в этих условиях антенна становится системой с распределенными параметрами, что существенно меняет характер частотных зависимостей ее сопротивления.

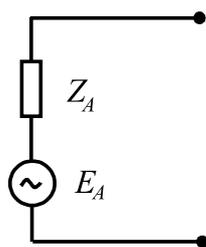


Рис. 5.19 – Эквивалентная схема антенны

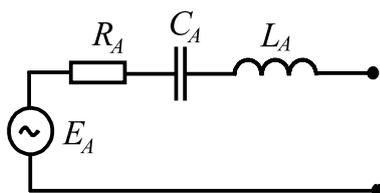


Рис. 5.20 – Эквивалентная схема ненастроенной антенны

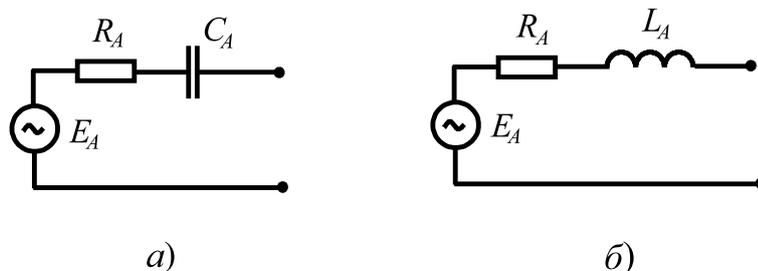


Рис. 5.21 – Эквивалентные схемы: а) штыревой и дипольной; б) рамочной и магнитной антенн

Входные цепи

В качестве нагрузки антенны выступает входная цепь приемника (Вх.Ц), являющаяся передаточным звеном между антенной и входом УВЧ (ПЧ). При этом входная цепь должна обеспечить наилучшие условия согласования (передачу максимальной мощности из антенны) и осуществить первичную частотную селекцию сигнала, т. е. максимально подавить помехи с частотами, не совпадающими с частотой принимаемого сигнала.

Один из признаков классификации многочисленных схем входных цепей — по виду связи с антенной — называет несколько возможных вариантов их схемной реализации:

- Вх.Ц с емкостной (внешней и внутренней) связью с антенной (рис. 5.22, а),
- Вх.Ц с трансформаторной связью с антенной (рис. 5.22, б),
- Вх.Ц с автотрансформаторной связью с антенной (рис. 5.22, в),
- Вх.Ц с комбинированной связью с антенной (рис. 5.22, г).

На всех приведенных схемах входная цепь представляет собой настраиваемый одиночный параллельный колебательный контур. Возможны варианты двухконтурных входных цепей, обладающих лучшими селективными свойствами, но они бо-

лее сложны, поскольку при этом требуется одновременная перестройка по частоте двух колебательных цепей.

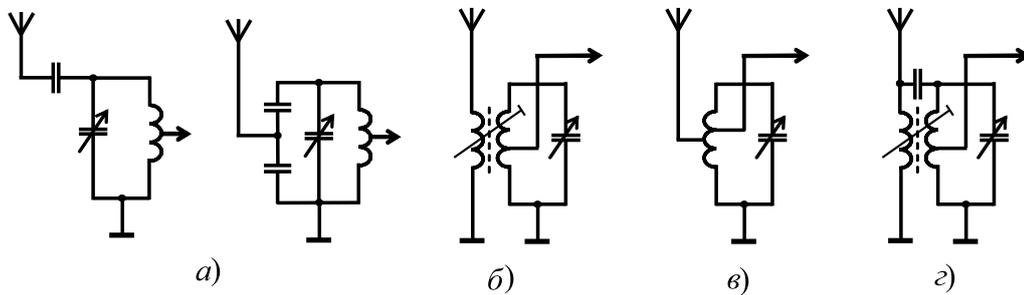


Рис. 5.22 – Варианты связи антенны и входной цепи приемника:
 а) емкостная (внешняя и внутренняя) связь; б) трансформаторная связь;
 в) автотрансформаторная связь; г) комбинированная связь

Такие устройства структурной схемы (рис. 5.17) супергетеродинного приемника, как УВЧ, УПЧ, УНЧ, — были подробно рассмотрены в предыдущих главах, поэтому остается рассмотреть преобразователь частоты и детектор.

Преобразователи частоты

Преобразователи частоты являются неотъемлемой составной частью любого современного радиоприемника, построенного по супергетеродинной схеме. Суть аналогового процесса преобразования частоты заключается в переносе спектра сигнала, сгруппированного в окрестности высокой частоты f_0 на некоторую достаточно низкую фиксированную частоту $f_{пр}$, называемую промежуточной, с помощью источника вспомогательного гармонического напряжения частотой f_r , называемого гетеродином (поэтому процесс преобразования частоты иногда называют гетеродинированием). Обобщенная схема преобразователя частоты (рис. 5.23) содержит нелинейный элемент (НЭ) и полосовой фильтр (ПФ). Воздействие является двухчастотным: это напряжение сигнала $u_c(t) = U_c(t) \cos \omega_0 t$ и напряжение вспомогательного гармонического генератора — гетеродина $u_r(t) = U_r \cos \omega_r t$. Напряжение смещения U_0 определяет положение рабочей точки на вольт-амперной характеристике (ВАХ) нелинейного элемента, соответствующее наибольшей величине полезной составляющей в выходном токе НЭ. За счет нелинейности ВАХ среди спектральных составляющих тока присутствуют комбинационные — с суммарной и разностной частотой гетеродина и сигнала. Линейный полосовой фильтр ПФ выделяет нужную спектральную составляющую. Частота гетеродина (при частотах сигнала более 1 МГц), как правило, выбирается выше частоты сигнала: $f_{пр} = f_r - f_0$.

Упрощенная спектральная картина, поясняющая смысл преобразования частоты, показана на рисунке 5.24.

При использовании нелинейного элемента в преобразователе частоты необходимо обеспечить ему режим, при котором будет подчеркнута квадратичное слагаемое в аппроксимирующем полиноме. Более того, с целью снижения требований к избирательности ПФ желательно иметь «чисто» квадратичную ВАХ нелинейного элемента. Таким требованиям удовлетворяют, как известно, начальные участки

ВАХ полупроводниковых диодов. Размах суммарного сигнала не может превышать при этом $0,2 \dots 0,3$ В.

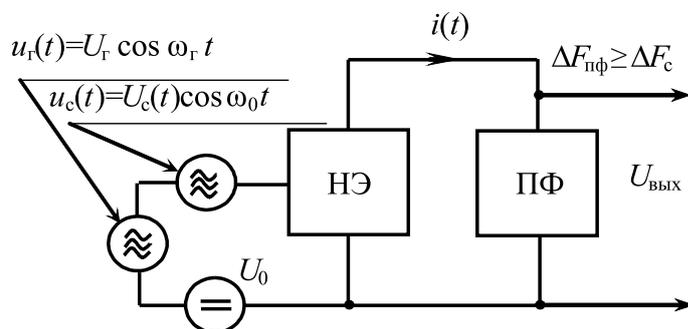


Рис. 5.23 – Обобщенная схема преобразователя частоты



Рис. 5.24 – Перенос спектра сигнала на промежуточную частоту

Различают преобразователи частоты с отдельным и с совмещенным гетеродином. Рассмотрим одну из схем преобразователей частоты с отдельным гетеродином. На рис. 5.25 приведена схема ПЧ на полевом транзисторе с управляющим p - n -переходом и каналом n -типа. Выбор в качестве нелинейного элемента полевого транзистора удобен с практической точки зрения, так как его передаточная вольт-амперная характеристика $i_c = f(u_{\text{зи}})$ близка по форме к квадратичной параболе. На сигнальный вход подается амплитудно-модулированное колебание с несущей частотой f_0 и с шириной спектра $2F_M$. К гетеродинному входу приложено гармоническое колебание с частотой f_r .

Режим транзистора VT по постоянному току определяется напряжением источника питания E и сопротивлением резистора $R_{\text{и}}$, включенного в цепь истока. На этом резисторе за счет протекания через него постоянной составляющей тока стока I_{c0} создается падение напряжения $U_{0\text{зи}} = I_{c0}R_{\text{и}}$. Это напряжение оказывается приложенным между затвором и истоком, так как по постоянному току затвор соединен с землей — общей точкой схемы (сопротивление катушки $L_{\text{к}}$ контура $L_{\text{к}}$, $C_{\text{к}}$ для постоянного тока практически равно нулю). Равным нулю по постоянному току можно принять и сопротивление катушки связи $L_{\text{св}}$. Емкость конденсатора $C_{\text{бл}}$ берется такой величины, чтобы ее сопротивление на промежуточной частоте $f_{\text{пр}} = f_r - f_0$ было много меньше сопротивления резистора $R_{\text{и}}$ с целью устранения отрицательной обратной связи. Индуктивность катушки $L_{\text{св}}$ рассчитывается так, чтобы ее сопротивление на промежуточной частоте также было близко к нулю. В этих условиях напряжение с частотой сигнала и гетеродинное напряжение оказываются приложенными в виде суммы между затвором и истоком VT .

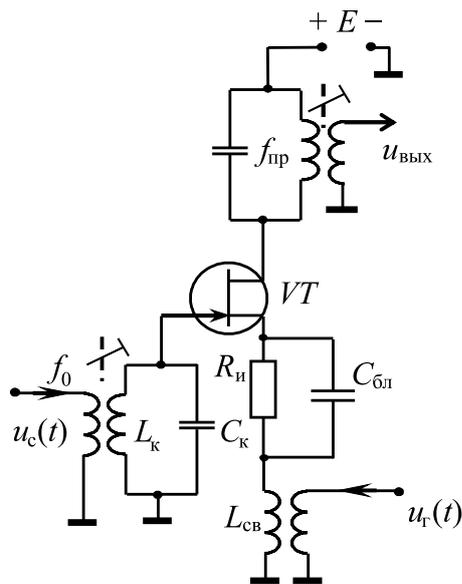


Рис. 5.25 – Преобразователь частоты на полевом транзисторе

Контур в стоковой цепи, выделяющий полезный сигнал с промежуточной частотой $f_{пр}$, должен иметь полосу пропускания Δf_{07} не уже ширины спектра принимаемого сигнала $\Delta f_{07} \geq 2F_m$.

Детектирование радиосигналов

Демодуляцией, или детектированием, называется процесс преобразования модулированного колебания, в результате которого получается напряжение, изменяющееся по закону модулирующего сигнала. Устройство, в котором реализуется этот процесс, называется детектором.

В зависимости от вида модуляции радиосигнала (амплитудная, частотная, фазовая) различают амплитудные, частотные и фазовые детекторы.

Детектирование, как и преобразование частоты, сопровождается трансформацией частотного спектра и осуществляется в нелинейных цепях.

В качестве нелинейного элемента в детекторах наиболее часто используют полупроводниковые диоды. Приведем краткие сведения о детектировании амплитудно-модулированных колебаний (АМК).

Амплитудный детектор, как правило, следует за усилителем промежуточной частоты в структуре радиоприемного устройства. На рис. 5.26 показана типовая схема диодного детектора. Входное АМК выделяется на контуре $L_k C_k$, являющемся обычно нагрузкой каскада, предшествующего детектору. Так как источник сигнала $u_{вх}(t)$, диод VD и нагрузка RC включены последовательно, схема детектора называется последовательной (другое название — детектор с открытым входом).

В зависимости от величины напряжения сигнала детектор может работать в режиме большого сигнала $u_{вх} > 0,7 \dots 1$ В и режиме малого сигнала, когда $u_{вх}$ не превышает нескольких десятков милливольт.

Рассмотрим работу детектора при большом сигнале с позиций нелинейных преобразований спектров. На рис. 5.27 показана упрощенная трактовка процесса

детектирования, из которой следует, что ток через диод представляет собой последовательность импульсов, повторяющихся с частотой ω_0 . Высота этих импульсов изменяется в соответствии с законом изменения модулирующего сигнала (огibaющая тока $I(t)$ прямо пропорциональна огibaющей $U(t)$ приложенного к нелинейному элементу напряжения), а длительность равна $t_n = \frac{\theta}{\omega_0}$, где θ — угол отсечки тока.

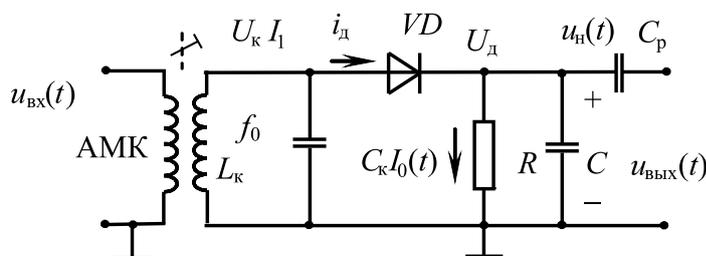


Рис. 5.26 – Диодный амплитудный детектор

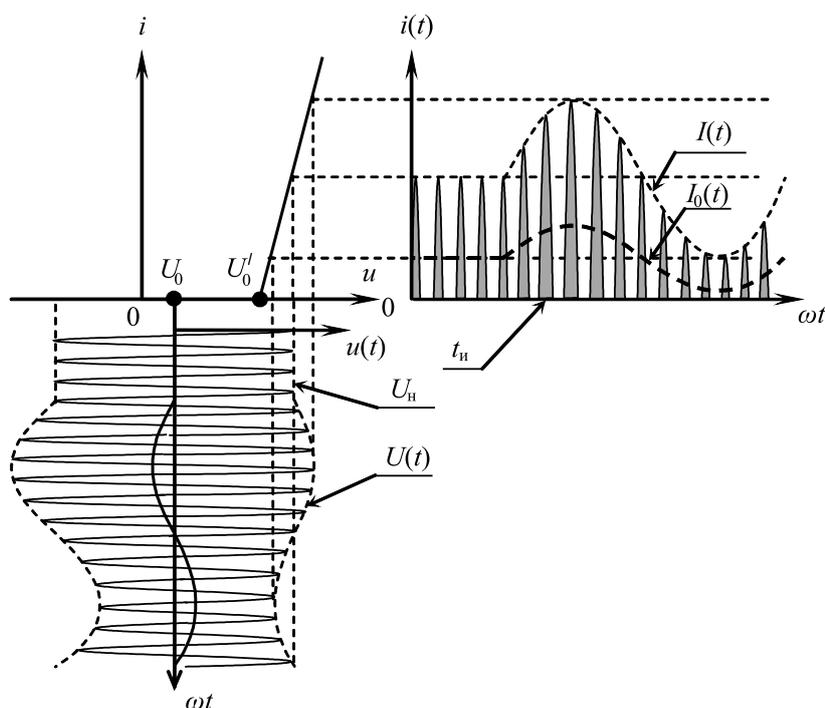


Рис. 5.27 – Нелинейное преобразование АМК в детекторе

Из построений на рисунке 5.27 и формул (1.8) и (1.9) следует, что угол отсечки тока θ при детектировании АМК является функцией времени:

$$\cos \theta(t) = \frac{U'_0 - U_0}{U(t)},$$

а величина импульсов тока меняется во времени по закону

$$I(t) = S U_n(t) [1 - \cos \theta(t)],$$

здесь S — крутизна линейной части ВАХ.

Если в этом выражении для простоты не учитывать изменение угла отсечки во времени, то при тональной А огибающая тока через нелинейный элемент равна:

$$I(t) = SU_n(1 + M \cos \Omega t)(1 - \cos \theta) = I_m(1 + M \cos \Omega t), \quad (5.7)$$

где $I_m = SU_n(1 - \cos \theta)$ — амплитуда импульса тока, соответствующая величине несущего колебания на входе (режим «молчания» $M = 0$).

Обозначим постоянную составляющую тока через нелинейный элемент в режиме «молчания» через $I_0 = \alpha_0 \cdot I_m$, где α_0 — коэффициент постоянной составляющей.

При наличии модуляции $M \neq 0$ величина I_0 будет изменяться во времени по закону модулирующего сигнала:

$$I_0(t) = I_0(1 + M \cos \Omega t), \quad (5.8)$$

что можно несложно доказать, если помнить, что $\omega_0 \gg \Omega$. Это доказательство здесь не приводится.

Таким образом, ток $I_0(t)$, вернее, его переменная часть

$$I_{0\Omega}(t) = \alpha_0 SU_n M(1 - \cos \theta) \cos \Omega t \quad (5.9)$$

и является полезной составляющей выходного тока. Выходное напряжение в схеме рис. 5.26 не имеет постоянной составляющей (за счет разделительного конденсатора C_p) и равно

$$u_{\text{вых}}(t) = I_{0\Omega}(t)R = \alpha_0 SU_n RM(1 - \cos \theta) \cos \Omega t. \quad (5.10)$$

Поскольку его величина прямо пропорциональна огибающей входного сигнала, такой режим детектирования называют линейным, хотя процесс преобразования сигнала в детекторе является сугубо нелинейным.

Роль линейного фильтра нижних частот RC состоит в выделении полезной низкочастотной составляющей и в подавлении высокочастотных составляющих тока через нелинейный элемент. Постоянная времени цепи нагрузки детектора τ_n , с одной стороны, должна быть много больше периода несущего колебания, с другой — быть меньше периода модулирующей частоты:

$$\frac{2\pi}{\omega_0} \ll \tau_n = RC < \frac{2\pi}{\Omega}. \quad (5.11)$$

Левая часть неравенства (5.11) требует, чтобы токи несущего колебания и его гармоники замыкались через конденсатор нагрузки C , не вызывая напряжения на сопротивлении нагрузки R . Правая часть неравенства обусловлена тем, чтобы низкочастотное напряжение на нагрузке успевало следовать за изменениями огибающей АМК.

Рассмотрим теперь временную трактовку работы детектора при большом сигнале. Временные диаграммы на рис. 5.28 поясняют происходящие процессы. Протекающие через диод однополярные импульсы тока заряжают конденсатор нагрузки C . Постоянная времени заряда равна $\tau_{\text{зар}} = R_d C$, где R_d — прямое сопротивление диода.

В промежутках между импульсами тока конденсатор разряжается через сопротивление нагрузки R . Постоянная времени разряда $\tau_{\text{разр}} = RC$ много больше

постоянной времени заряда. Напряжение на нагрузке детектора $u_n(t)$ имеет вид зубчатой кривой.

При правильно выбранной постоянной времени нагрузки (5.11) напряжение на нагрузке воспроизводит форму огибающей АМК (рис. 5.28, а). Если постоянная времени цепи нагрузки слишком велика, возникают характерные искажения про-детектированного напряжения (рис. 5.28, б), приводящие к появлению сильных нелинейных искажений.

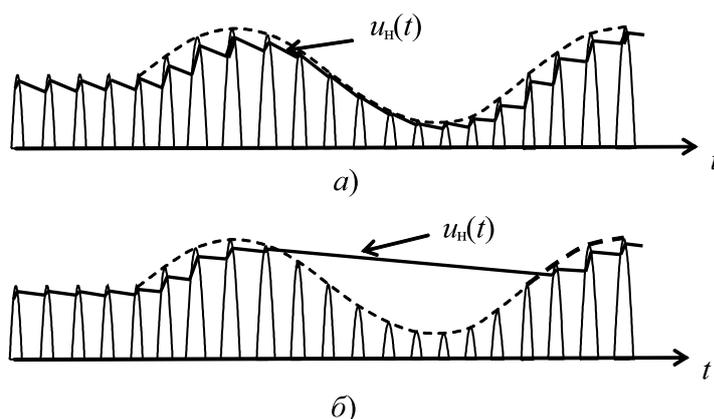


Рис. 5.28 – Влияние постоянной времени нагрузки детектора на нелинейные искажения выходного напряжения: а) постоянная времени выбрана верно; б) постоянная времени слишком велика

Входное сопротивление диодного детектора может быть оценено на основе составления энергетического баланса для схемы рис. 5.26:

$$P_{\text{вх}} = \frac{1}{2U_{\text{к}}I_1} = P_{\text{вых}} = U_{\text{д}}I_0(t) = U_{\text{д}}I_0, \quad (5.12)$$

где $P_{\text{вх}}$ — мощность, отбираемая детектором от источника сигнала при амплитуде напряжения на контуре $U_{\text{к}}$ и при амплитуде первой гармоники тока I_1 ; $P_{\text{вых}}$ — мощность, выделяющаяся в сопротивлении нагрузки R детектора при величине напряжения $U_{\text{д}}$ и тока I_0 (при составлении баланса предполагается, что модуляция сигнала отсутствует).

Обозначая $R_{\text{вх}} = U_{\text{к}}/I_1$, $R = U_{\text{д}}/I_0$ и считая $U_{\text{к}} = U_{\text{д}}$, из (5.12) получаем $R_{\text{вх}} = R/2$, т. е. входное сопротивление детектора равно половине сопротивления нагрузки.



Контрольные вопросы по главе 5

1. Назовите механизмы распространения радиоволн различных диапазонов.
2. Какие элементы содержит структурная схема радиопередатчика?
3. Назначение модулятора в радиопередатчике.
4. Попробуйте нарисовать схему базового амплитудного модулятора.

5. Спектр колебания с балансной амплитудной модуляцией.
6. Каков спектр колебания с однополосной модуляцией?
7. Какие три основных операции по обработке сигнала всегда выполняет любое радиоприемное устройство?
8. Нарисуйте структурную схему супергетеродинного радиоприемника.
9. Возникновение зеркального канала приема при радиоприеме.
10. В чем назначение входной цепи радиоприемника?
11. Как оцениваются чувствительность и селективность радиоприемника?
12. Какова необходимость преобразователя частоты при радиоприеме?
13. Поясните процессы, происходящие в диодном амплитудном детекторе.
14. Как правильно выбрать постоянную времени нагрузки в диодном амплитудном детекторе?

Глава 6

ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ



.....
Устройства вторичного электропитания (выпрямители) обеспечивают питание электронного оборудования постоянным током и также могут быть сведены к типовому электронному аналоговому звену (рис. 1.4). Воздействием на нелинейный элемент в этом случае является напряжение промышленной частоты. В спектре тока присутствует постоянная составляющая, которая является полезной и выделяется с помощью фильтра нижних частот, в полосу прозрачности которого не должны попадать гармоники воздействия.
.....

6.1 Структурная схема источника электропитания

Источники электрической энергии, необходимой для питания любой электронной аппаратуры, принято делить на источники первичного и вторичного электропитания.

К первичным источникам электропитания относят трехфазную (или однофазную) сеть промышленной частоты 50 Гц (для стационарной аппаратуры) и генераторы постоянного или переменного напряжения повышенной частоты 400 ÷ 500 Гц, химические и солнечные батареи, аккумуляторы (для аппаратуры, устанавливаемой на подвижных объектах).

Источники вторичного электропитания (ИВЭП) выполняют функции преобразования рода тока (выпрямители — для преобразования переменного тока в посто-

янный и инверторы — для обратного преобразования), стабилизации и регулировки напряжения и тока, фильтрации различных помех и высших гармоник и т. д.

Значительная часть электронных устройств потребляет электрическую энергию в виде постоянного тока. Если первичным источником служит сеть переменного тока U_{\sim} , то источник вторичного электропитания чаще всего имеет структуру, приведенную на рис. 6.1.

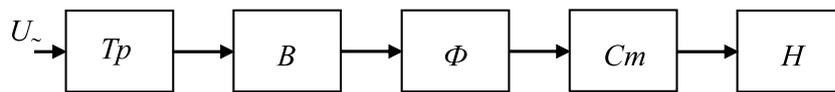


Рис. 6.1 – Структурная схема классического ИВЭП

Трансформатор Tr , как правило, понижает напряжение, затем оно преобразуется вентиляльной группой B (собственно выпрямитель) в постоянное напряжение, пульсации которого сглаживаются фильтром Φ , и при необходимости уровень этого напряжения (на нагрузке H) с помощью стабилизатора $Cт$ поддерживается неизменным, не зависящим от изменений напряжения сети, тока нагрузки и других дестабилизирующих факторов.

В зависимости от условий работы и требований, предъявляемых к источнику вторичного электропитания, отдельные элементы структуры могут отсутствовать. Например, если напряжение сети соответствует требуемому значению выпрямленного напряжения, то может отсутствовать трансформатор, а в отдельных случаях — стабилизатор постоянного напряжения.

Независимо от структурной схемы и конкретных схемотехнических решений ИВЭП характеризуется рядом электрических параметров. Назовем только некоторые из них:

- 1) номинальные уровни входного $U_{вх\text{ном}}$ и выходного $U_{н\text{ном}}$ напряжений. В зависимости от формы этих напряжений задаются либо действующие, либо постоянные значения напряжений;
- 2) постоянное напряжение U_n и ток I_n нагрузки;
- 3) предельный уровень амплитуды переменной составляющей выходного напряжения $U_{m\text{вых}}$. Часто эта величина задается в виде коэффициента пульсаций. Коэффициент пульсаций K_{Π} может быть определен как отношение амплитуды переменной составляющей выходного напряжения $U_{m\text{вых}}$ к номинальному значению выходного напряжения

$$K_{\Pi} = \frac{U_{nm}}{U_{н\text{ном}}} 100\% = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}} 100\%; \quad (6.1)$$

- 4) внешняя (нагрузочная характеристика) $U_n = f(I_n)$ — зависимость напряжения на выходе от тока нагрузки.

Кроме перечисленных параметров, к ИВЭП могут предъявляться дополнительные требования, определяющие как его электрические, так и конструктивно-технологические параметры.

6.2 Схемы вентильных групп однофазных выпрямителей

Вентильная группа входит во все структурные схемы ИВЭП, если на выходе требуется получить постоянное напряжение. Рассмотрим вначале работу однофазных вентильных групп (выпрямителей) при условии идеальности диодов и трансформатора.

Однополупериодный выпрямитель

Наиболее простой является схема однополупериодного выпрямителя (рис. 6.2). В этой схеме ток через вентиль VD и сопротивление нагрузки R_H проходит только в положительные полупериоды напряжения, создаваемого вторичной обмоткой трансформатора. В отрицательные полупериоды это напряжение запирает диод. Ток в нагрузке (заштрихован) имеет импульсный характер, а его постоянная составляющая I_H представляет собой среднее значение тока, протекающего за период, и создает на нагрузке постоянную составляющую напряжения:

$$U_H = I_H R_H = \frac{I_{2m}}{\pi} R_H = \frac{U_{2m}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0,318U_{2m} \approx 0,45U_2, \quad (6.2)$$

где U_{2m} и U_2 — амплитудное и действующее значения синусоидального напряжения вторичной обмотки.

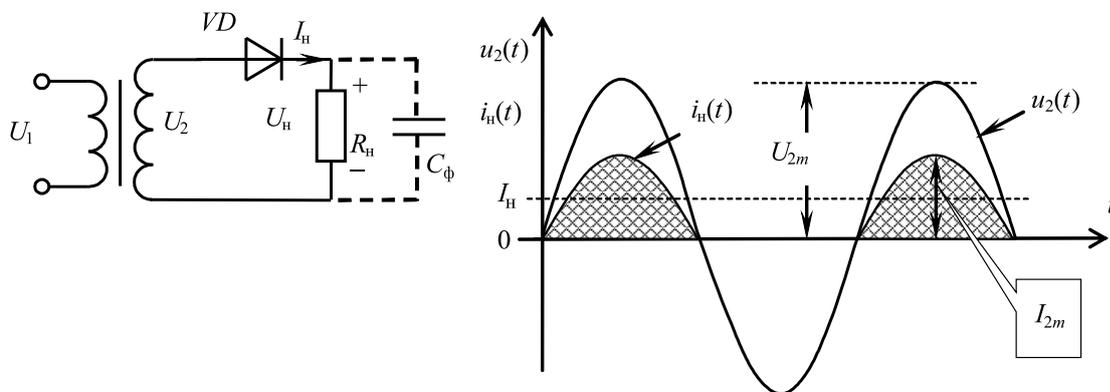


Рис. 6.2 – Однополупериодный выпрямитель

По заданному напряжению на выходе выпрямителя из соотношения (6.2) можно найти величину напряжения на вторичной обмотке трансформатора, а затем вычислить необходимый коэффициент трансформации, т. е. отношение чисел витков первичной w_1 и вторичной w_2 обмоток трансформатора $w_1/w_2 = U_1/U_2$, необходимый для его проектирования.

В отрицательный полупериод к запертому диоду приложено обратное напряжение

$$U_{\text{обр}} = U_{2m} = \pi U_H, \quad (6.3)$$

т. е. в три с лишним раза больше, чем постоянное напряжение U_H , поэтому диод выбирают так, чтобы его допустимое обратное напряжение удовлетворяло условию $U_{\text{обр доп}} \geq \pi U_H$, а допустимый прямой ток — условию $I_{\text{ср доп}} \geq I_H$.

Коэффициент пульсаций однополупериодного выпрямителя рассчитаем по формуле (6.1):

$$K_{\Pi} = \frac{U_{\text{нм}}}{U_{\text{н ном}}} = \frac{I_1 R_{\text{н}}}{I_{\text{н}} R_{\text{н}}} = \frac{\alpha_1 I_m}{\alpha_0 I_m} = \frac{\pi}{2} = 1,57 = 157\%, \quad (6.4)$$

здесь I_1 — величина первой гармоники тока через нагрузку (переменная составляющая тока), I_m — амплитуда тока через нагрузку (см. рис. 6.2), $\alpha_1 = 0,5$ и $\alpha_2 = \pi/2$ — коэффициенты первой гармоники и постоянной составляющей при полуволновой отсечке.

Коэффициент пульсаций очень велик, причем основная гармоника имеет частоту, равную частоте питающей сети. По этой причине однополупериодная схема выпрямления применяется редко, только при работе на высокоомную нагрузку в сочетании с емкостным фильтром. Посмотрим, как можно улучшить качество выпрямленного напряжения.

На рис. 6.2 пунктирной линией показан присоединенный параллельно нагрузке $R_{\text{н}}$ конденсатор $C_{\text{ф}}$. Он и является простейшим фильтром, сглаживающим пульсации выпрямленного напряжения. Постоянная составляющая тока нагрузки по-прежнему протекает через $R_{\text{н}}$, а переменная составляющая встречает сопротивление

$$z_{\text{н}} = \frac{R_{\text{н}} \cdot \frac{1}{i\omega C_{\text{ф}}}}{R_{\text{н}} + \frac{1}{i\omega C_{\text{ф}}}} \approx \frac{1}{i\omega C_{\text{ф}}} \text{ при условии, что сопротивление конденсатора много}$$

меньше $R_{\text{н}}$. Обозначим коэффициент пульсации выпрямителя с емкостным фильтром $K_{\text{пф}}$. Тогда аналогично (6.4)

$$K_{\text{пф}} = \frac{U_{\text{нм}}}{U_{\text{н ном}}} = \frac{I_1 Z_{\text{н}}}{I_{\text{н}} R_{\text{н}}} = \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \frac{1}{\omega C_{\text{ф}} R_{\text{н}}} = K_{\Pi} \frac{1}{m\omega C_{\text{ф}} R_{\text{н}}} = \frac{K_{\Pi}}{m2\pi f C_{\text{ф}} R_{\text{н}}}, \quad (6.5)$$

здесь m обозначает количество выпрямленных за период полупериодов переменного напряжения. Для рассматриваемого выпрямителя $m = 1$. Эта инженерная формула позволяет оценить пульсации выпрямителя с емкостным фильтром. Например, для данного выпрямителя при $C_{\text{ф}} = 1000$ мкФ, $R_{\text{н}} = 100$ Ом, $K_{\text{пф}} \approx 5\%$. Все простые выпрямители (адаптеры несложных бытовых устройств) снабжены конденсатором большой емкости.

Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой трансформатора

Если трансформатор выполнить с выводом от средней точки его вторичной обмотки, то можно осуществить двухполупериодное выпрямление по схеме рис. 6.3.

В положительный полупериод к нагрузке $R_{\text{н}}$ через диод $VD1$ приложено напряжение $u_2(t)$ (1) с верхней половины вторичной обмотки, а в отрицательный — через диод $VD2$ напряжение $u_2(t)$ (3) с нижней половины вторичной обмотки, поэтому ток через нагрузку протекает в оба полупериода в одном направлении. В этой схеме постоянная составляющая тока $I_{\text{н}}$ и напряжения $U_{\text{н}}$ на нагрузке в два раза выше, чем в однополупериодной:

$$I_{\text{н}} = \frac{2I_{2m}}{\pi} \text{ и } U_{\text{н}} = \frac{2}{\pi} U_{2m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0,637 U_{2m} \approx 0,9 U_2. \quad (6.6)$$

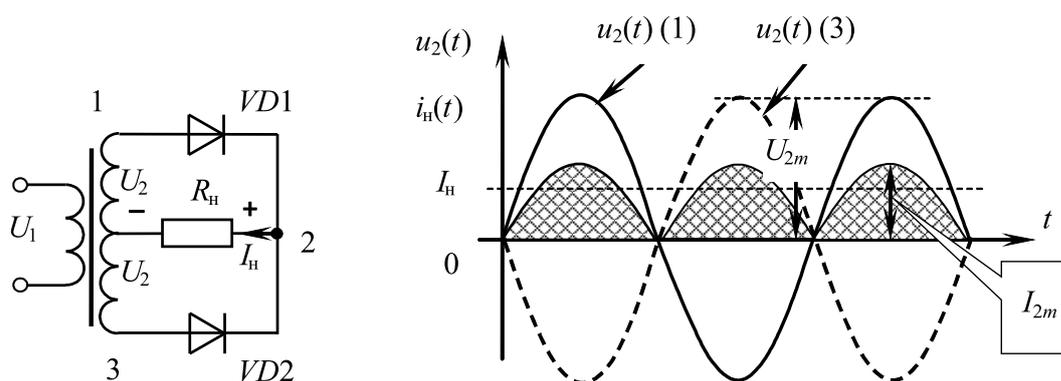


Рис. 6.3 – Двухполупериодный выпрямитель

Оценим обратное напряжение на диоде. Когда проводит диод $VD1$, потенциал точки 2 почти не отличается от потенциала точки 1 и, следовательно, к запертому в этот период диоду $VD2$ приложено обратное напряжение, равное разности потенциалов между точками 1 и 3, наибольшее значение которого равно удвоенной амплитуде напряжения одного плеча вторичной обмотки $U_{обр} = 2U_{2m}$. Подставив U_{2m} из (6.6), получим обратное напряжение:

$$U_{обр} = \pi U_n, \tag{6.7}$$

т. е. такое же, как в однополупериодном выпрямителе, а ток, протекающий через каждый из диодов, $I_{cp} = I_n/2$.

Коэффициент пульсаций

$$K_{\Pi} = \frac{U_{нм}}{U_{н ном}} = \frac{I_2 R_n}{I_n R_n} = \frac{\alpha_2 I_m}{\alpha_0 I_m} = \frac{2\pi}{3\pi} = \frac{2}{3} = 67\%, \tag{6.8}$$

здесь $\alpha_2 = 2/3\pi$ и $\alpha_0 = \pi/2$.

Это свидетельствует о более сглаженной форме выпрямленного напряжения, которое легче поддается фильтрации. Присоединение параллельно нагрузке емкостного фильтра позволяет улучшить качество выпрямленного напряжения, при оценке в формуле (6.5) следует положить $m = 2$.

Мостовой выпрямитель

Наиболее популярным двухполупериодным выпрямителем является мостовая схема выпрямления (рис. 6.4). Вентильная группа содержит четыре диода $VD1$ – $VD4$. Напряжение вторичной обмотки в положительный полупериод открывает диоды $VD1$ и $VD3$, и от точки 1 к точке 3 по цепи $VD1 - R_n - VD3$ протекает ток $I_{1,3}$. В отрицательный полупериод напряжение U_2 открывает диоды $VD2$ и $VD4$, и ток $I_{2,4}$ течет от точки 3 к точке 1 по цепи $VD2 - R_n - VD4$, проходя по сопротивлению нагрузки в одном и том же направлении. Форма тока $i_n(t)$ и напряжения $u_n(t)$ на нагрузке такая же, как и в схеме рис. 6.3, поэтому постоянные составляющие тока I_n и напряжения $U(t)$ определяются выражениями (6.6). У этих схем по этой же причине совпадают значения среднего тока через диод $I_{cp} = I_n/2$ и коэффициента пульсаций $K_{\Pi} = 67\%$.

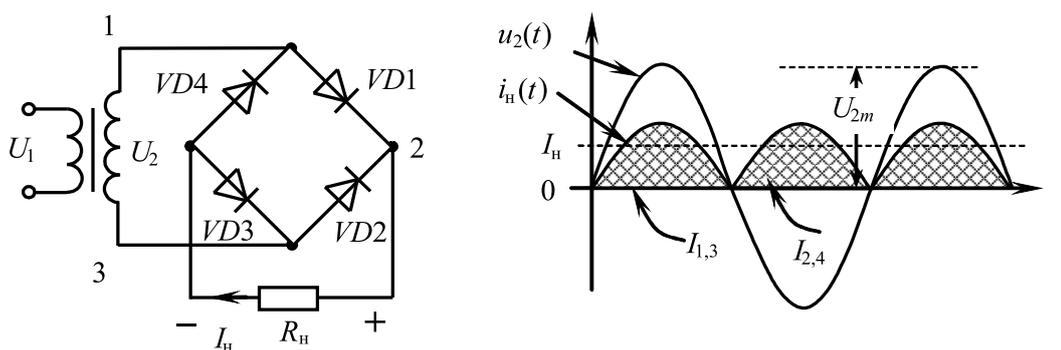


Рис. 6.4 – Мостовой выпрямитель

Различия схем рис. 6.3 и рис. 6.4 относятся к обратному напряжению на диодах. Найдем обратное напряжение, например, на диоде $VD2$. При открытом диоде потенциал точки 2 близок к положительному потенциалу точки 1 обмотки трансформатора, а ее отрицательный потенциал (точка 3) приложен к другому выводу диода $VD2$. Таким образом, обратное напряжение на диоде равно амплитуде напряжения вторичной обмотки $U_{обр} = U_{2m}$, т.е. в два раза меньше, чем в схеме выпрямителя со средней точкой.

Мостовой выпрямитель может применяться и без трансформатора. В этом случае напряжение сети переменного тока подается непосредственно к диагонали моста. Промышленность выпускает выпрямительные блоки, в которых диоды соединены по мостовой схеме (например, КЦ402).

Однофазные выпрямители обычно применяют в устройствах электропитания малой мощности (до 100 Вт), в устройствах электропитания средней (100–1 000 Вт) и большой (более 1 000 Вт) мощности применяют трехфазные выпрямители.

6.3 Схемы вентильных групп трехфазных выпрямителей

Трехфазный однополупериодный выпрямитель с нейтральным выводом

Трехфазный однополупериодный выпрямитель с нейтральным выводом (рис. 6.5) содержит трехфазный трансформатор, обмотки которого соединены звездой, и три диода, включенные в каждую из фаз трансформатора последовательно с нагрузкой.

Начиная с момента времени t_1 и до момента t_2 ЭДС вторичной обмотки фазы a имеет наиболее положительное значение, и вентиль $VD1$ остается открытым. С момента времени t_2 наиболее положительное значение приобретает ЭДС фазы b , вследствие чего открывается вентиль $VD2$ и вступает в работу фаза b . С момента времени t_3 вступает в работу фаза c и т. д.

Напряжение на выходе выпрямителя $u_n(t)$ в любой момент времени равно мгновенному значению ЭДС фазы вторичной обмотки, в которой вентиль открыт и, следовательно, выпрямленное напряжение $u_n(t)$ представляется огибающей зависимости ЭДС фаз вторичных обмоток (рис. 6.5, б). Так как ток в нагрузке равен

отношению выпрямленного напряжения к сопротивлению нагрузки, то в ином масштабе кривая $u_n(t)$ представляет собой кривую тока $i_n(t)$.

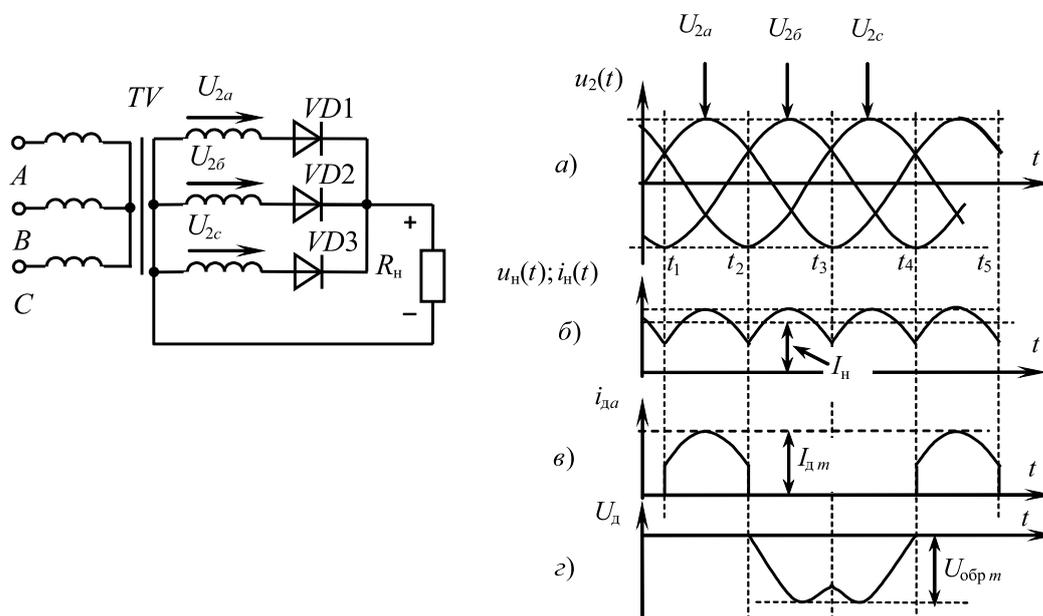


Рис. 6.5 – Трехфазная схема выпрямления с нейтральным выводом

Таким образом, в идеальном выпрямителе, нагруженном на активное сопротивление, каждая фаза вторичной обмотки работает один раз за период в течение трети периода, причем ток в работающей фазе равен току нагрузки в любой момент времени. Поэтому ток в фазе a вторичной обмотки (рис. 6.5, в) имеет форму прямоугольника с основанием $T/3$, ограниченного сверху отрезком синусоиды, причем максимальное значение тока $I_{дm} = 1,21I_n$.

Пульсации выходного напряжения значительно меньше, чем в однофазном выпрямителе $K_n = 0,25 = 25\%$. К каждому из диодов на интервале закрытого состояния через соответствующий открытый диод прикладывается линейное напряжение вторичных обмоток трансформатора (рис. 6.5, з), причем максимальное значение обратного напряжения в 2,09 раза превышает постоянную составляющую выпрямленного напряжения ($U_{обрm} = 2,09U_n$). Недостатком схемы, как и схемы однофазного выпрямителя, является вынужденное намагничивание сердечника трансформатора.

Трехфазный мостовой выпрямитель

Трехфазный мостовой выпрямитель (иначе — схема Ларионова, рис. 6.6), несмотря на то что в нем используется в два раза больше диодов, по всем показателям превосходит рассмотренный выпрямитель с нейтральным выводом. Правую группу диодов схемы принято называть катодной, а левую — анодной. В мостовом выпрямителе одновременно пропускают ток два диода: один из катодной группы с наиболее высоким потенциалом анода относительно нулевой точки трансформатора, другой — с наиболее низким потенциалом катода из анодной группы. На схеме нумерация диодов соответствует последовательности их вступления в работу.

Выпрямленное напряжение имеет шестикратные пульсации переменной составляющей (рис. 6.6, б), хотя каждый диод работает треть периода (например, диод $VD1$ сначала работает совместно с диодом $VD6$, а затем — совместно с $VD2$). При частоте первичной сети 50 Гц частота пульсаций на выходе выпрямителя составляет 300 Гц, что позволяет во многих случаях не использовать выходной фильтр или предъявить к нему значительно меньшие требования. Подсчет коэффициента пульсаций дает значение $K_{\text{п}} = 0,057 = 5,7\%$. Обратное напряжение, прикладываемое к диодам в закрытом состоянии, по форме близко к форме обратного напряжения диодов схемы с нейтральным выводом, но по величине в два раза меньше ($U_{\text{обр}m} = 1,045U_{\text{н}}$). В трехфазном мостовом выпрямителе нет вынужденного намагничивания сердечника трансформатора, так как ток в каждой вторичной обмотке протекает дважды за период, причем в противоположных направлениях.

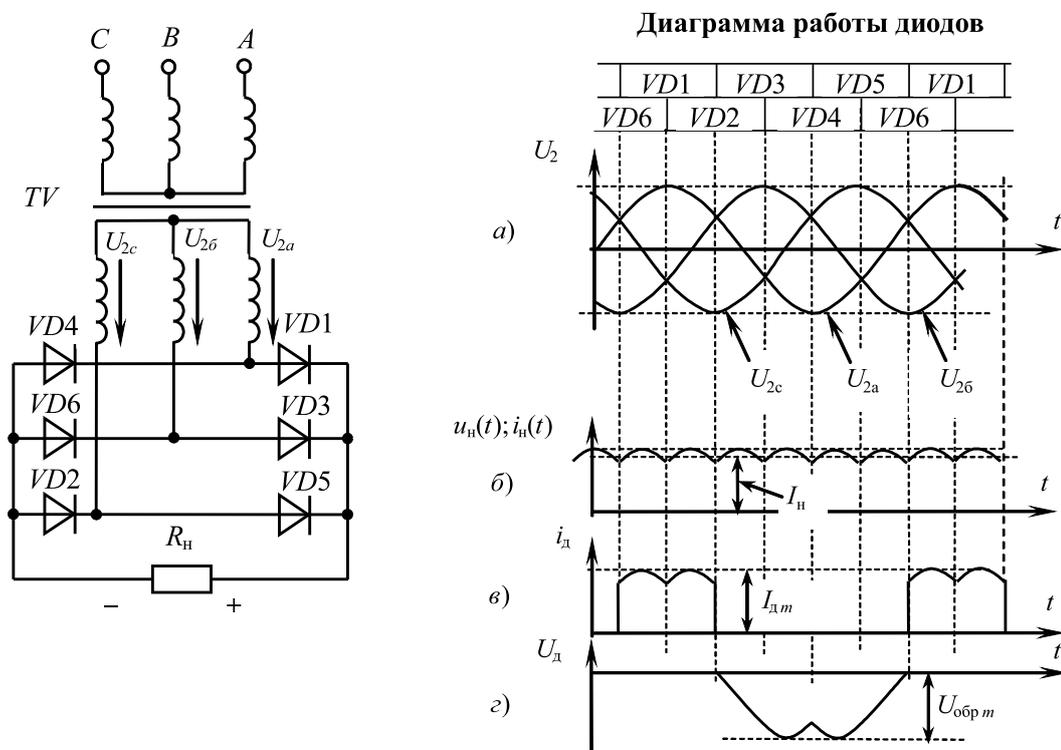


Рис. 6.6 – Трехфазная мостовая схема выпрямления

6.4 Сглаживающие фильтры

Как правило, в цепях питания электронной аппаратуры допускается очень малая пульсация напряжения (от одного процента для цифровых устройств до сотых долей процента и меньше для аналоговой аппаратуры), на выходе же выпрямительных схем пульсации во много раз больше. Для их уменьшения применяют сглаживающие фильтры с необходимым коэффициентом сглаживания

$$q = \frac{K_{\text{п вх}}}{K_{\text{п вых}}}, \quad (6.9)$$

где $K_{п\text{ вх}}$ и $K_{п\text{ вых}}$ — коэффициенты пульсаций до и после фильтра. Фильтр должен максимально уменьшить (подавить) переменные составляющие и с возможно меньшими потерями пропустить постоянную составляющую выпрямленного напряжения.

В пункте 6.2 была рассмотрена работа простейшего емкостного сглаживающего фильтра, применяемого в самых маломощных выпрямителях (при P_n до 10 Вт).

При большом уровне мощности в однофазных источниках электропитания используют LC -фильтры (рис. 6.7). Снижение переменной составляющей выпрямленного напряжения обусловлено как сглаживающим действием C_ϕ , так и значительным падением переменной составляющей на дросселе L_ϕ . Условия работы трансформатора и вентилей при работе на индуктивную нагрузку лучше, чем при работе на активную нагрузку. Токи через вентиль имеют вид прямоугольных импульсов с амплитудным значением, равным среднему значению выпрямленного тока.

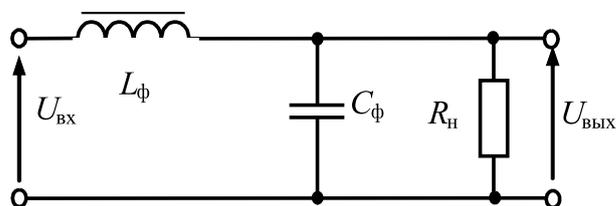


Рис. 6.7 – Г-образный LC -фильтр

Индуктивность дросселя определяют из условия непрерывности тока в нем:

$$L_\phi \geq \frac{U_{осн\ m} R_{н\ max}}{2\pi f_\pi U_n}, \quad (6.10)$$

где $U_{осн\ m}$ — амплитуда основной гармоники выпрямленного напряжения, f_π — частота основной гармоники пульсаций, после чего рассчитывают емкость фильтра по заданному коэффициенту сглаживания пульсаций:

$$C_\phi \approx \frac{1 + q}{L_\phi (2\pi f_\pi)^2}. \quad (6.11)$$

Затем следует проверить выполнение условия

$$2\pi f_\pi \geq \frac{2}{\sqrt{L_\phi C_\phi}}, \quad (6.12)$$

которое необходимо для исключения возникновения резонансных явлений на частотах, близких к частоте пульсаций.

Наличие активных сопротивлений в обмотках трансформатора и в вентилях, а также в последовательно включенных элементах сглаживающего фильтра приводит к тому, что с ростом тока в нагрузке выходное напряжение выпрямителей падает.

На рис. 6.8 приведены качественно внешние характеристики $U_n = f(I_n)$ однофазной мостовой схемы выпрямления при различном характере нагрузки.

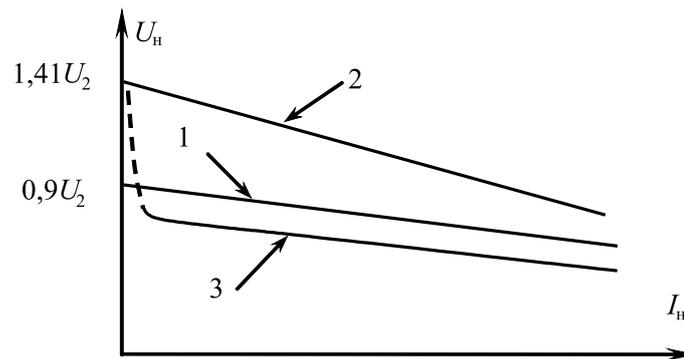


Рис. 6.8 – Внешние характеристики выпрямителя: 1) при работе на активную нагрузку; 2) с емкостным фильтром; 3) с LC -фильтром

Внешняя характеристика выпрямителя с LC -фильтром идет ниже характеристики при работе на активную нагрузку за счет дополнительного падения напряжения на активном сопротивлении дросселя фильтра. Наиболее спадающий характер имеет внешняя характеристика выпрямителя с емкостным фильтром. Это связано с уменьшением постоянной времени разряда конденсатора $C_{\phi}R_{н}$ с ростом $I_{н}$, вследствие чего возрастает уровень пульсаций и уменьшается среднее значение напряжения на выходе.



Контрольные вопросы по главе 6

1. Назовите и поясните элементы структурной схемы классического ИВЭП.
2. Нарисуйте и поясните работу схемы однополупериодного выпрямителя.
3. Поясните смысл параметра выпрямителя коэффициент пульсаций.
4. Нарисуйте и поясните работу схемы двухполупериодного выпрямителя со средней точкой трансформатора.
5. Нарисуйте и поясните работу схемы мостового выпрямителя.
6. Нарисуйте и поясните работу схемы трехфазного однополупериодного выпрямителя с нейтральным выводом.
7. Нарисуйте и поясните работу схемы трехфазного двухполупериодного выпрямителя.
8. Каковы нагрузочные характеристики выпрямителей с различными типами сглаживающих фильтров?

Глава 7

ЦИФРОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА ЛОГИЧЕСКОГО ТИПА

7.1 Основные понятия цифровой электроники

Назначение радиоэлектронных устройств, как известно, — получение, преобразование, передача и хранение информации, представленной в форме электрических сигналов. Сигналы, действующие в электронных устройствах, и соответственно сами устройства делят на две большие группы: аналоговые и цифровые (рис. 7.1).



.....
Аналоговый сигнал — сигнал, непрерывный по уровню и во времени, т. е. такой сигнал существует в любой момент времени и может принимать любой уровень из заданного диапазона.
.....



.....
Квантованный сигнал (аналоговый) — сигнал, который может принимать только определенные квантованные значения, соответствующие уровням квантования. Расстояние между двумя соседними уровнями — шаг квантования.
.....



.....
Дискретизированный сигнал (аналоговый) — сигнал, значения которого заданы только в моменты времени, называемые моментами дискретизации. Расстояние между соседними моментами дискретизации — шаг дискретизации ΔT определяется теоремой Котельникова: $\Delta T \leq 1/2f_v$, где f_v — верхняя граничная частота спектра сигнала.
.....

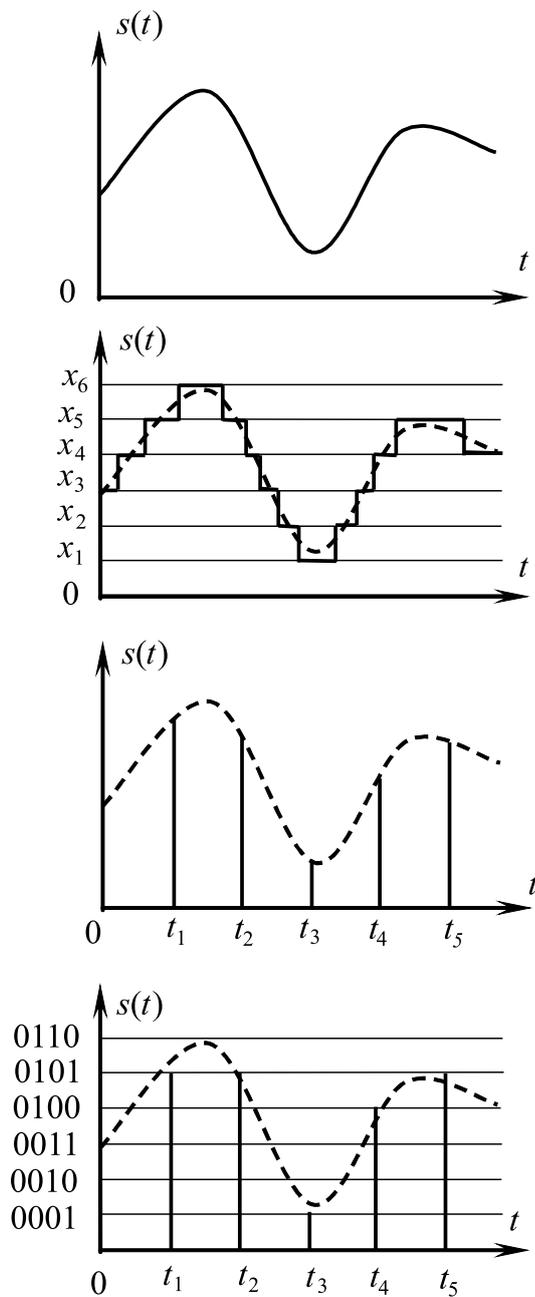


Рис. 7.1 – Виды сигналов



.....

Цифровой сигнал — сигнал, квантованный по уровню и дискретизированный во времени. Квантованные значения цифрового сигнала обычно кодируются некоторым кодом, при этом каждый выделенный в процессе дискретизации отсчет заменяется соответствующим кодовым словом, символы которого имеют два значения — 0 и 1.

.....

Типичными представителями устройств аналоговой электроники являются устройства связи, радиовещания, телевидения. Общие требования, предъявляемые к аналоговым устройствам, — минимальные искажения. Стремление выполнить эти требования приводит к усложнению электрических схем и конструкции устройств. Другая проблема аналоговой электроники — достижение необходимой помехоустойчивости, ибо в аналоговом канале связи шумы принципиально неустранимы.

Цифровые сигналы формируются электронными схемами — цифровыми ключами, транзисторы в которых либо закрыты (ток близок к нулю), либо полностью открыты (напряжение близко к нулю), поэтому на них рассеивается незначительная мощность.

Цифровые устройства более помехоустойчивы, чем аналоговые, так как небольшие посторонние возмущения не вызывают ошибочного срабатывания устройств. Ошибки появляются только при таких возмущениях, при которых низкий уровень сигнала воспринимается как высокий или наоборот. В цифровых устройствах можно также применить специальные коды, позволяющие исправить ошибки. В аналоговых устройствах такой возможности нет.

Цифровые устройства нечувствительны к разбросу (в допустимых пределах) параметров и характеристик транзисторов и других элементов схем. Безошибочно изготовленные цифровые устройства не нужно настраивать, а их характеристики полностью повторяемы. Все это очень важно при массовом изготовлении устройств по интегральной технологии. Экономичность производства и эксплуатации цифровых интегральных микросхем привела к тому, что в современных радиоэлектронных устройствах цифровой обработке подвергаются не только цифровые, но и аналоговые сигналы. Распространены цифровые фильтры, регуляторы, перемножители и др. Перед цифровой обработкой аналоговые сигналы преобразуются в цифровые с помощью аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Обратное преобразование — восстановление аналоговых сигналов по цифровым — выполняется с помощью цифроаналоговых преобразователей (ЦАП).

При всем многообразии задач, решаемых устройствами цифровой электроники, их функционирование происходит в системах счисления, оперирующих всего двумя цифрами: нуль (0) и единица (1). По виду кодирования двоичных цифр электрическими сигналами элементы цифровой техники делятся на потенциальные (статические) и импульсные (динамические).

В *потенциальных элементах* нулю и единице соответствуют два резко отличающихся уровня напряжения. При этом напряжения могут быть как положительными, так и отрицательными относительно корпуса, электрический потенциал которого принимается за ноль. Различают элементы, работающие в положительной и отрицательной логике. В элементах с положительной логикой переход от 0 к 1 совершается с повышением потенциала. В отрицательной логике за логическую 1 принимается более отрицательное напряжение.

В *импульсных элементах* логической единице соответствует наличие, а логическому нулю — отсутствие импульса.

Работа цифровых устройств обычно тактируется достаточно высокочастотным генератором тактовых импульсов. В течение одного такта реализуется простейшая микрооперация — чтение, сдвиг, логическая команда и т. п. Информация представляется в виде цифрового слова. Для передачи слов используется два способа —

параллельный и последовательный. Последовательное кодирование применяется при обмене информацией между цифровыми устройствами (например, в компьютерных сетях, модемной связи). Обработка информации в цифровых устройствах, как правило, реализуется при использовании параллельного кодирования информации, обеспечивающего максимальное быстродействие.

Элементную базу для построения цифровых устройств составляют цифровые интегральные микросхемы (ИМС), каждая из которых реализуется с использованием базовых логических элементов (ЛЭ) — простейших цифровых устройств, выполняющих элементарные логические операции.

Все цифровые устройства можно отнести к одному из двух основных классов: комбинационные (без памяти) и последовательностные (с памятью). Комбинационными называют устройства, состояние выходов которых в любой момент времени однозначно определяется значениями входных переменных в тот же момент времени. Это базовые логические элементы, преобразователи кодов (в том числе шифраторы и дешифраторы), распределители кодов (мультиплексоры и демультиплексоры), компараторы кодов, арифметико-логические устройства (сумматоры, вычитатели, умножители, собственно АЛУ), постоянные запоминающие устройства (ПЗУ), программируемые логические матрицы (ПЛМ).

Выходное состояние последовательностного цифрового устройства (конечного автомата) в данный момент времени определяется не только логическими переменными на его входах, но еще зависит и от порядка (последовательности) их поступления в предыдущие моменты времени. Иными словами, конечные автоматы должны обязательно содержать элементы памяти, отражающие всю предысторию поступления логических сигналов, и выполняются на триггерах, в то время как комбинационные цифровые устройства могут быть целиком построены только на логических элементах. К числу цифровых устройств последовательностного типа относят триггеры, регистры, счетчики, оперативные запоминающие устройства (ОЗУ), микропроцессорные устройства (микропроцессоры и микроконтроллеры).

Прежде чем изучать различные цифровые устройства, познакомимся с элементами математического аппарата, используемого при их построении. Его составными частями являются представление о системах счисления и методы описания и преобразования логических функций.

7.2 Математические основы цифровой электроники

Системой счисления называют способ изображения произвольного числа ограниченным набором символов, называемых цифрами. Номер позиции, определяющий вес, с которым данная цифра складывается в числе, называют разрядом, а системы счисления, обладающие отмеченным свойством, — позиционными.

В общем случае n -разрядное положительное число N в произвольной системе счисления с основанием p представляется суммой вида

$$N = \sum_{k=0}^{n-1} a_k p^k, \quad (7.1)$$

где a_k — отдельные цифры в записи числа, значения которых равны членам натурального ряда в диапазоне от 0 до $(p - 1)$.

При выполнении вычислений цифровыми электронными устройствами используются элементы с двумя устойчивыми состояниями. По этой причине в цифровой технике широкое распространение получила позиционная двоичная система счисления (с основанием 2). В каждом двоичном разряде, получившем название бит, может стоять 1 или 0. Сама же запись числа (двоичный код) представляет собой последовательность из единиц и нулей. Чтобы отличить двоичное число от десятичного, будем дополнять его справа суффиксом B (*Binaire*), как это принято в специальных машинно-ориентированных языках программирования, называемых ассемблерами.

Весы соседних разрядов двоичного кода числа отличаются в два раза, а самый правый разряд (младший) имеет вес 1. Поэтому, например,

$$101101B = 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 45.$$

Четыре соседних бита называют тетрадой, группу из 8 бит называют байтом, а из 16 бит — машинным словом. Совокупность из 1024 (2^{10}) байт называют килобайтом, из 1024 килобайт — мегабайтом, из 1024 мегабайт — гигабайтом. 1 Гбайт = 2^{10} Мбайт = 2^{20} Кбайт = 2^{30} байт.

Современные персональные ЭВМ могут хранить в своей памяти на жестких магнитных дисках цифровую информацию объемом в десятки, сотни гигабайт.

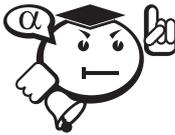
Арифметические операции в двоичной системе счисления исключительно просты и легко реализуются аппаратно. Однако при вводе и выводе информации в цифровое устройство она должна быть представлена в более привычной для человека десятичной системе счисления. Стремление упростить процедуру пересчета двоичных чисел к десятичному эквиваленту привело к использованию двоично-десятичного кода. В этом коде для записи отдельных цифр разрядов десятичного числа используют тетрады их двоичного кода. Например, десятичное число 9531 в двоично-десятичном коде представляется машинным словом из четырех тетрад $9531 = 1001\ 0101\ 0011\ 0001$.

Основные положения алгебры логики

Математической базой цифровой техники является алгебра логики, основы которой были разработаны в 1847 г. английским математиком и логиком Джорджем Булем, по имени которого алгебра логики называется булевой алгеброй. Алгебра логики оперирует переменными, принимающими только два значения — 0 и 1, т. е. с двоичными переменными. Функция двоичных (логических) переменных называется логической (булевой) функцией.

Существуют *три основные операции* между логическими переменными: *конъюнкция* (логическое умножение), *дизъюнкция* (логическое сложение) и *инверсия* (логическое отрицание). Алгебра логики содержит три действия над числами (на примере для двух логических переменных X_1 и X_2):

- конъюнкция: $Y = X_1 \wedge X_2 = X_1 \cdot X_2$;
- дизъюнкция: $Y = X_1 \vee X_2 = X_1 + X_2$;
- инверсия: $Y = \overline{X}$.



.....
 В булевой алгебре имеется ряд аксиом:

$$\begin{array}{lll} X + 1 = 1 & X \cdot 1 = X & X \oplus 1 = \bar{X} \\ X + 0 = X & X \cdot 0 = 0 & X \oplus 0 = X \\ X + X = X & X \cdot X = X & X \oplus X = 0 \\ \bar{\bar{X}} + X = 1 & X \cdot \bar{X} = 0 & X \oplus \bar{X} = 1, \end{array}$$

здесь символ « \oplus » означает сумму по модулю 2.

Законы алгебры Буля:

- переместительный (коммутативный)

$$X_1 + X_2 = X_2 + X_1; \quad X_1 \cdot X_2 = X_2 \cdot X_1$$

- сочетательный (ассоциативный)

$$X_1 + (X_2 + X_3) = (X_1 + X_2) + X_3; \quad X_1 \cdot (X_2 \cdot X_3) = (X_1 \cdot X_2) \cdot X_3$$

- распределительный (дистрибутивный)

$$X_1 \cdot (X_2 + X_3) = X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot X_3$$

- поглощения

$$X_1 + X_1 \cdot X_2 = X_1 \cdot 1 + X_1 \cdot X_2 = X_1(1 + X_2) = X_1$$

$$X_1 \cdot (X_1 + X_2) = X_1 \cdot X_1 + X_1 \cdot X_2 = X_1 + X_1 \cdot X_2 = X_1$$

$$X_1 \cdot (\bar{X}_1 + X_2) = X_1 \cdot \bar{X}_1 + X_1 \cdot X_2 = X_1 \cdot X_2$$

$$(X_1 + X_2)(X_1 + X_3) = X_1 + X_2 \cdot X_3$$

- склеивания

$$X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot \bar{X}_2 = X_1 (X_2 + \bar{X}_2) = X_1$$

$$X_1 + \bar{X}_1 \cdot X_2 = X_1 + X_1 \cdot X_2 + \bar{X}_1 \cdot X_2 = X_1 + X_2$$

- двойственности (теорема де Моргана)

$$\overline{X_1 \cdot X_2} = \bar{X}_1 + \bar{X}_2; \quad \overline{X_1 + X_2} = \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2;$$

$$X_1 \cdot X_2 = \overline{\overline{X_1} + \overline{X_2}}; \quad X_1 + X_2 = \overline{\overline{X_1} \cdot \overline{X_2}}.$$

Последний закон формулируется следующим образом: логическое выражение не изменится, если одновременно инвертировать все аргументы, изменить все знаки конъюнкции на знаки дизъюнкции, знаки дизъюнкции на знаки конъюнкции и инвертировать полученное выражение.

Логическая функция может быть выражена словесно, в алгебраической форме или таблицей, называемой переключательной или таблицей истинности.

Логические элементы

Основные логические функции реализуются с помощью соответствующих электронных схем в ряде микроэлектронных технологий и называются логическими элементами (ЛЭ). Эти элементы имеют один или несколько входов и, как правило, один выход, на которых действуют логические переменные.

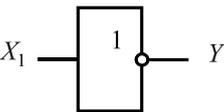
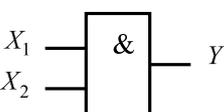
Существует множество логических элементов, различающихся схемотехнической реализацией, конструкцией и технологией изготовления, напряжением питания, потребляемой мощностью, нагрузочной способностью и другими показателями.

Логические элементы И, ИЛИ, НЕ (основной базис) и логические элементы И-НЕ, ИЛИ-НЕ, каждый из которых также представляет собой основной базис, называют базовыми логическими элементами. Из таких элементов можно собирать устройства, выполняющие сколь угодно сложные логические функции. К числу базовых логических элементов относят также элементы Иключающее ИЛИ и Исключающее ИЛИ-НЕ.

Базовые логические элементы упаковывают в корпуса интегральных микросхем (ИМС). Они относятся к группе логических ИМС и имеют общее конструктивное оформление — корпус с 14 выводами, из которых 2 служат для подведения питания к ИМС, а 12 остальных предназначены для приема и выдачи логических переменных. Исходя из этого производится упаковка логических элементов в корпус ИМС. Например, в одну ИМС можно упаковать 6 инверторов, 4 двухвходовых ЛЭ, 3 трехвходовых ЛЭ, 2 ЛЭ с 4 входами и т. д.

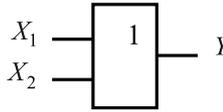
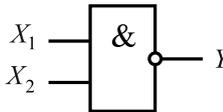
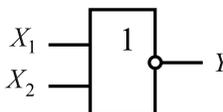
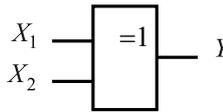
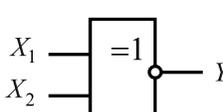
В обозначении каждой ИМС присутствует признак подгруппы. В логических ИМС это две русские буквы, первая из которых Л (логическая), а вторая обозначает вид в подгруппе (логическая функция). Для базовых логических элементов используются следующие сочетания букв в зависимости от логической функции элемента: ЛН — инвертор, ЛИ — элемент И, ЛЛ — элемент ИЛИ, ЛА — элемент И-НЕ, ЛЕ — элемент ИЛИ-НЕ. Другие подгруппы: ЛБ — И-НЕ/ИЛИ-НЕ, ЛР — И-ИЛИ-НЕ, ЛМ — ИЛИ-НЕ/ИЛИ, ЛК — И-ИЛИ-НЕ/И-ИЛИ, ЛП — прочие. В таблице 7.1 приведены условные графические обозначения, логические уравнения и таблицы истинности базовых логических элементов.

Таблица 7.1 – Сводная таблица базовых логических элементов ИМС

Логический элемент функция, подгруппа	Условное графическое обозначение	Логическое уравнение	Таблица истинности				
			X_2	0	0	1	1
			X_1	0	1	0	1
НЕ (инверсия) ЛН		$Y = \overline{X_1}$	Y	1	0	1	0
И (логическое умножение) ЛИ		$Y = X_1 \cdot X_2$	Y	0	0	0	1

продолжение на следующей странице

Таблица 7.1 – Продолжение

Логический элемент функция, подгруппа	Условное графическое обозначение	Логическое уравнение	Таблица истинности				
			X_2	0	0	1	1
			X_1	0	1	0	1
ИЛИ (логическое сложение) ЛЛ		$Y = X_1 + X_2$	Y	0	1	1	1
И-НЕ ЛА		$Y = \overline{X_1 \cdot X_2}$	Y	1	1	1	0
ИЛИ-НЕ ЛЕ		$Y = \overline{X_1 + X_2}$	Y	1	0	0	0
Исключающее ИЛИ (элемент неравнозначность) ЛП		$Y = X_1 \oplus X_2$ $Y = X_1 \cdot \overline{X_2} + \overline{X_1} \cdot X_2$	Y	0	1	1	0
Исключающее ИЛИ-НЕ (элемент равнозначность) ЛП		$Y = \overline{X_1 \oplus X_2}$ $Y = \overline{X_1 \cdot \overline{X_2} + \overline{X_1} \cdot X_2}$	Y	1	0	0	1

Можно проиллюстрировать возможности замены элементами полных базисов И-НЕ и ИЛИ-НЕ элементов полного базиса НЕ, ИЛИ, И. Возможности таких замен вытекают из названных выше аксиом алгебры Буля и соотношений де Моргана. Приведем 3 примера.

- Функция элемента НЕ возникает на выходе элементов И-НЕ и ИЛИ-НЕ при объединении всех их входов в один (см. рис. 7.2).

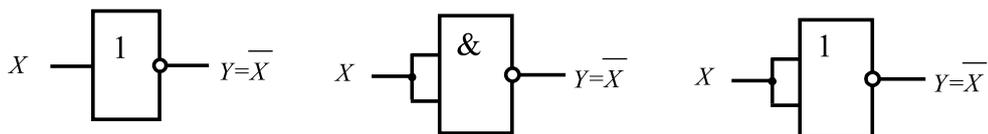


Рис. 7.2 – Варианты инверторов

- Функция элемента И может быть получена в следующих структурах с элементами И-НЕ и ИЛИ-НЕ (см. рис. 7.3).

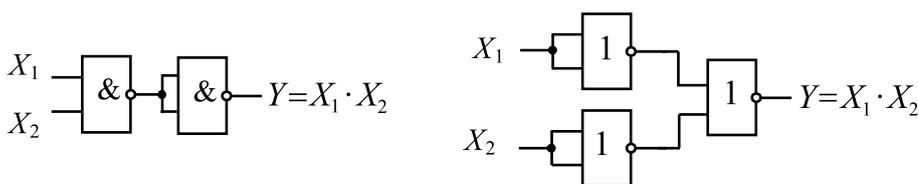


Рис. 7.3 – Варианты структур функции элемента И

- Аналогично функция элемента ИЛИ может быть получена в структурах с элементами И-НЕ и ИЛИ-НЕ (см. рис. 7.4).

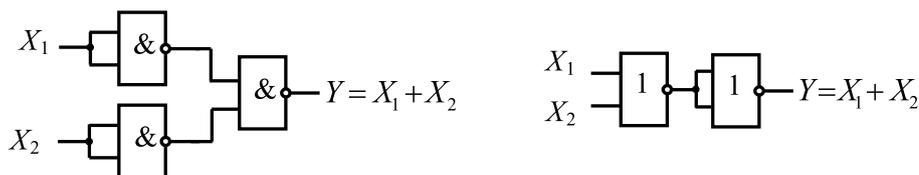


Рис. 7.4 – Варианты структур функции элемента ИЛИ

Названные примеры подтверждают возможность построения комбинационных цифровых структур в любом из существующих базисов логических элементов. Однако в практике проектирования имеет место стремление к наименьшему ассортименту употребляемых для разработки цифровых устройств ИМС, при этом наиболее популярным в среде разработчиков является базис элементов И-НЕ.

7.3 Элементы анализа и синтеза логических структур

Анализ логических структур

При анализе сложных логических структур для определения выходной логической функции целесообразно последовательно формировать её, начиная с выходов первых по структуре логических элементов и продвигаясь к выходу структуры. Полученное логическое выражение упрощается по законам алгебры логики, затем, при необходимости, по полученному выражению составляется таблица истинности устройства.

Рассмотрим для примера логическую схему, изображенную на рисунке 7.5. Логическое уравнение цепи имеет вид

$$Y = \overline{\overline{(\overline{X_1 \cdot X_2}) \cdot X_1}} \cdot \overline{\overline{(\overline{X_1 \cdot X_2}) \cdot X_2}}.$$

Это уравнение громоздко и для непосредственного анализа непригодно. Преобразуем его, используя теоремы де Моргана и аксиомы алгебры Буля, результат представляется в форме:

$$Y = X_1 \cdot \overline{X_2} + \overline{X_1} \cdot X_2 = X_1 \oplus X_2.$$

В соответствии с данным выражением рассматриваемая цепь выполняет функцию элемента «Исключающее ИЛИ».

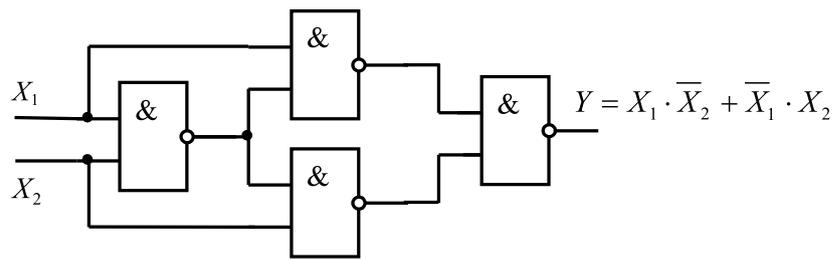


Рис. 7.5 – Пример анализа логической структуры

Синтез комбинационных логических цепей

Проектирование комбинационных цифровых устройств (ЦУ) на основе ИМС логического типа, работающих по жесткой логике, ведется с использованием классического метода проектирования. Классический метод проектирования предусматривает последовательное выполнение ряда шагов:

- 1) составление таблицы истинности цифрового устройства;
- 2) написание по таблице истинности булевых функций ЦУ;
- 3) минимизация булевых функций ЦУ;
- 4) преобразование булевых функций ЦУ к выбранному базису;
- 5) составление структурной схемы ЦУ;
- 6) обоснованный выбор элементной базы;
- 7) составление электрической схемы ЦУ в соответствии с ЕСКД.

В названной процедуре проектирования первые 5 шагов составляют сущность понятия «синтез комбинационных логических цепей», при этом шаг 4 возникает только при необходимости построить ЦУ на логических элементах базиса И-НЕ или ИЛИ-НЕ.

Рассмотрим пример синтеза комбинационного цифрового устройства. Необходимо спроектировать ЦУ, условное графическое обозначение (УГО) которого показано на рисунке 7.6. На вход поступает трехразрядная двоичная переменная X_3, X_2, X_1 , где X_3 – самый старший разряд. На поле УГО ИМС нанесен символ X/Y – преобразование кода. Логика ЦУ описывается таблицей истинности (таблица 7.2), в которой графа № имеет смысл десятичного эквивалента восьми позиций входного трехразрядного двоичного кода. Требуется выполнить синтез внутренней структуры ЦУ.

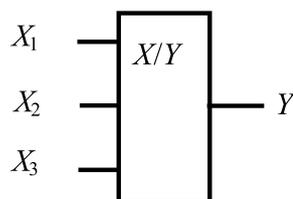


Рис. 7.6 – Пример синтеза логической структуры

По таблице истинности составляется выражение для логической функции Y в СДНФ (совершенной дизъюнктивной нормальной форме), т. е. в виде суммы логических произведений, соответствующих единичным наборам функции:

$$Y = \overline{X_3} \cdot X_2 \cdot \overline{X_1} + X_3 \cdot \overline{X_2} \cdot \overline{X_1} + X_3 \cdot X_2 \cdot \overline{X_1}.$$

Таблица 7.2 – Таблица истинности ЦУ рис. 7.6

№	X_3	X_2	X_1	Y
0	0	0	0	0
1	0	0	1	0
2	0	1	0	1
3	0	1	1	0
4	1	0	0	1
5	1	0	1	0
6	1	1	0	1
7	1	1	1	0

Объединяя первое и третье слагаемые и следуя аксиомам алгебры Буля, записываем выражение более просто:

$$Y = (X_3 \cdot \overline{X_2} + X_2) \cdot \overline{X_1},$$

после чего, применив правило склеивания, получим наиболее простую окончательную запись:

$$Y = (X_3 + X_2) \cdot \overline{X_1}. \quad (7.2)$$

Более быстро получить наиболее простое (минимальное) булево выражение логической структуры можно, используя процедуру карт Карно. Применительно к решаемой задаче карта Карно имеет вид:

Таблица 7.3 – Карта Карно ЦУ

	$X_2 \cdot X_1$	$\overline{X_2} \cdot X_1$	$\overline{X_2} \cdot \overline{X_1}$	$X_2 \cdot \overline{X_1}$
X_3	0	0	1	1
$\overline{X_3}$	0	0	0	1

для двух выделенных блоков единиц СДНФ записывается в форме:

$$Y = X_3 \cdot \overline{X_1} + X_2 \cdot \overline{X_1},$$

откуда после упрощения получаем прежний результат:

$$Y = (X_3 + X_2) \cdot \overline{X_1}.$$

Теперь в зависимости от располагаемой разработчиком элементной базы возможен ряд вариантов структуры проектируемого устройства (результаты синтеза многовариантны). При реализации ЦУ на основе «широкого базиса» элементов НЕ, И, ИЛИ структура его показана на рис. 7.7.

Для реализации ЦУ в базисе элементов, например И-НЕ, необходимо СДНФ выразить через этот базис. Для этого совершается двойная инверсия логического выражения и к «внутренней» инверсии применяется правило де Моргана:

$$Y = X_3 \cdot \overline{X_1} + X_2 \cdot \overline{X_1} = \overline{\overline{X_3 \cdot \overline{X_1} + X_2 \cdot \overline{X_1}}} = \overline{(X_3 \cdot \overline{X_1}) \cdot (X_2 \cdot \overline{X_1})} \quad (7.3)$$

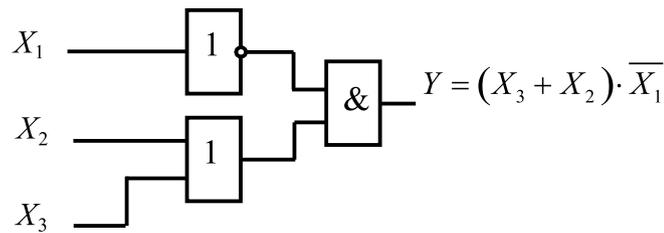


Рис. 7.7 – Результат синтеза по формуле (7.2)

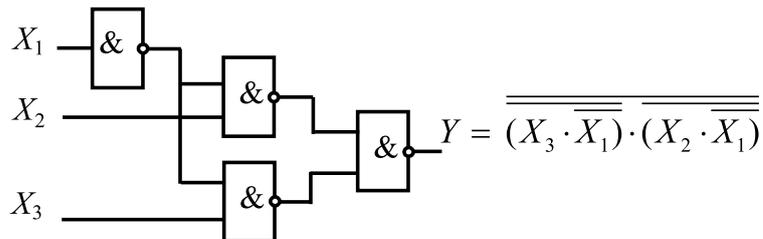


Рис. 7.8 – Результат синтеза по формуле (7.3) в базисе И-НЕ

Структура, соответствующая последнему выражению, показана на рис. 7.8.

Реализация ЦУ в базисе элементов ИЛИ-НЕ является наиболее простой из всех. В самом деле, если перевести булеву функцию ЦУ в базис ИЛИ-НЕ, можно получить:

$$Y = (X_3 + X_2) \cdot \overline{X_1} = \overline{\overline{(X_3 + X_2)} + X_1}. \quad (7.4)$$

Как следует из этого выражения, логическая структура содержит всего два элемента и поэтому является предпочтительной из всех предыдущих (рис. 7.9).

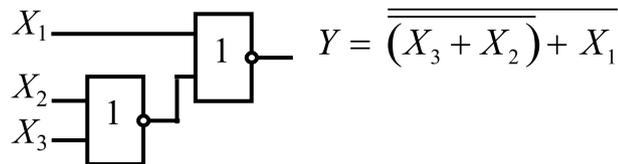


Рис. 7.9 – Результат синтеза по формуле (7.4) в базисе ИЛИ-НЕ

7.4 Цифровые ИМС логической подгруппы

Электронный ключ

Электронный ключ является основной ячейкой, на основе которой конструируется любая сколь угодно сложная цифровая структура. Электронные ключи существуют и реализуются в виде конкретных электрических схем во всех современных технологиях цифровых ИМС — биполярных (ТТЛ, ТТЛШ, ЭСЛ, И²Л) и полевых (*n*- и *p*-МОП, КМОП, ИСЛ).

Электронный ключ можно рассматривать как устройство, в котором реализуется два состояния логической переменной (0 и 1). Следует сразу сказать, что любой электронный ключ практически всегда одновременно выполняет и логическую функцию инверсии входной переменной (исключая технологии ЭСЛ и ИСЛ).

Транзисторные ключи служат для коммутации цепей нагрузки под воздействием внешних сигналов. Состояние «включено (замкнуто)» должно характеризоваться минимально возможным падением напряжения на ключе, а состояние «выключено (разомкнуто)» — минимально возможным током через ключ в непроводящем состоянии.

Ключ на биполярном транзисторе

Начнем изучение работы простейшего ключа на биполярном транзисторе с ОЭ (рис. 7.10, а). Резистор R_K является внутренней нагрузкой ключа, резистор R_H является внешней нагрузкой ключа. Величина внешней нагрузки в реальных условиях может меняться в широких пределах. При $R_H = \infty$ ключ работает в режиме холостого хода. Величину $R_H = R_K$ принято называть предельной нагрузкой. При этой нагрузке ключ еще должен сохранять свои параметры. Резистор в цепи базы R_B служит для выбора необходимого тока базы. Показанные на схеме пунктиром конденсаторы $C_{вх}$ и $C_{вых}$ являются паразитными и определяются в основном барьерными емкостями эмиттерного и коллекторного переходов транзистора, а также монтажными емкостями и емкостной составляющей нагрузки. Максимальная величина этих емкостей не превышает 10–15 пикофард.

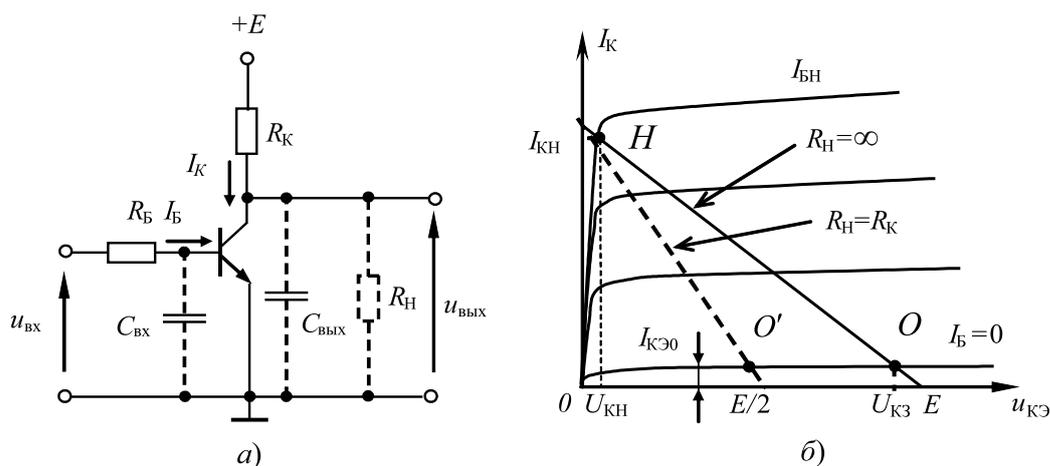


Рис. 7.10 – Ключ на биполярном транзисторе

Данная схема отличается малой мощностью, затрачиваемой на управление состояниями ключа, и малым падением напряжения на ключе во включенном состоянии и относится к параллельному виду ключей.

Различают статический (по постоянному току) и динамический режимы работы ключа.

Статический режим

В статическом режиме транзистор может быть либо закрыт (режим отсечки), либо открыт (режим насыщения). Транзистор закрыт, когда на входе ключа напряжение меньше порогового напряжения логического нуля $U_{пор}^0$. Его определяют как наибольшее напряжение, при котором транзистор еще закрыт. Для кремниевого биполярного транзистора оно составляет около 0,4–0,5 В, для германиевого — около

0,2 В. Рабочая точка на нагрузочной прямой (рис. 7.10, б) находится в состоянии отсечки (точка O). В цепи коллектора протекает обратный ток $I_{КЭ0}$ коллекторного перехода (он обычно очень мал).

Напряжение между коллектором и эмиттером, равное выходному напряжению, в закрытом состоянии ключа $U_{КЭ}$ в режиме холостого хода близко к напряжению источника питания и может быть названо напряжением логической единицы U^1 :

$$U_{\text{вых}} = E - I_{КЭ0}R_K = U_{КЭ} = U^1 \approx E.$$

Выходное сопротивление транзистора в этом режиме может составлять сотни килоом:

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{E}{I_{КЭ0}}.$$

Транзистор начинает открываться, когда на вход ключа подается напряжение, превышающее пороговое напряжение логического нуля $U_{\text{пор}}^0$. При этом возникает и начинает увеличиваться ток базы I_B . Рабочая точка по нагрузочной прямой начинает перемещаться к точке насыщения (точка H). Ток коллектора возрастает до предельно возможного $I_{КН} \approx E/R_K$, напряжение между коллектором и эмиттером падает до напряжения насыщения $U_{КН}$, равного долям вольта. Для насыщения транзистора необходимо, чтобы ток базы I_B стал больше такого минимального тока базы $I_{БН}$, при котором еще только начинается режим насыщения. Сопротивление насыщенного ключа $r_{КЭН} = \frac{U_{КН}}{I_{КН}}$ мало по сравнению с сопротивлением в цепи коллектора R_K и не превышает нескольких десятков ом.

Считают, что транзистор входит в режим насыщения, когда входное напряжение превысит величину порогового напряжения логической единицы $U_{\text{пор}}^1$. В биполярных технологиях транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) величина этого напряжения принята близкой к 1,5 В. Продолжая рассматривать простейший ключ, примем, для определенности, $E = +5$ В, $U_{\text{пор}}^0 = 0,4$ В, $U_{\text{пор}}^1 = 1,5$ В.

Для насыщенного состояния кремниевого транзистора характерны такие значения разностей потенциалов между электродами: $U_{БЭН} \approx 0,8$ В, $U_{КН} = U^0 \approx 0,2$ В. Оба p - n -перехода в режиме насыщения смещены в прямом направлении.

В случае предельной нагрузки $R_H = R_K$ в состоянии отсечки рабочая точка занимает положение O' на нагрузочной прямой (пунктир), одно крайнее положение которой составляет 2,5 В, другое — то, что и прежде. При этом уровень напряжения логической единицы U^1 составляет около 2,4 В, уровень напряжения логического нуля U^0 практически не меняется.

На рисунке 7.11 показана основная характеристика ключа — передаточная. Она представляет зависимость выходного напряжения ключа $u_{\text{вых}}$ от входного $u_{\text{вх}}$, причем масштабы осей принимаются одинаковыми. Передаточную характеристику ключа обычно строят для случая предельной нагрузки.

Все введенные выше параметры выделены точками на осях входного и выходного напряжений. На передаточной характеристике ясно просматриваются три характерные зоны — состояния ключа — отсечки, активная и насыщения.

Важной характеристикой ключа является его помехоустойчивость. В реальных цифровых устройствах на информационных входах, наряду с рабочими уровнями U^0 и U^1 , присутствуют помехи того или иного физического происхождения.

Будучи приложены по отношению к рабочим точкам U^0 и U^1 , эти помехи могут вызвать сбой в логике работы устройства. Вводят понятие помехоустойчивости ключа в этих рабочих точках:

- помехоустойчивость ключа в области логического нуля $U_{\text{пом}}^0$:

$$U_{\text{пом}}^0 = U_{\text{пор}}^0 - U^0,$$

- помехоустойчивость ключа в области логической единицы $U_{\text{пом}}^1$:

$$U_{\text{пом}}^1 = U^1 - U_{\text{пор}}^1.$$

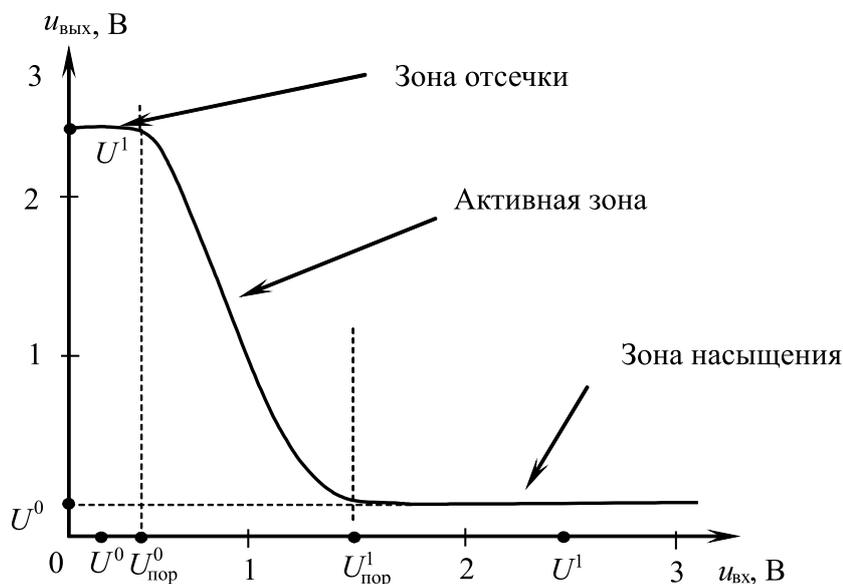


Рис. 7.11 – Передаточная характеристика ключа

Численные значения этих параметров для рассматриваемого ключа при предельной нагрузке составляют соответственно $U_{\text{пом}}^0 = 0,4 - 0,2 = 0,2$ В, $U_{\text{пом}}^1 = 2,4 - 1,5 = 0,9$ В. При уменьшении нагрузки на ключ его помехоустойчивость в области логической единицы растет, а в области логического нуля практически не изменяется.

Рассмотренный ключ выполняет логическую функцию HE , формируя низкий уровень выходного напряжения U^0 при подаче высокого уровня U^1 напряжения на вход, и наоборот.

Динамический режим

Переходные (динамические) процессы в ключе на биполярном транзисторе определяются двумя причинами: во-первых, процессом накопления и рассасывания неосновных носителей в базе, обеспечивающих протекание тока I_K , во-вторых, наличием емкостей эмиттерного и коллекторного переходов, которые заряжаются и разряжаются при переключениях.

Существует несколько решений, касающихся способов повышения быстродействия ключа:

- 1) применение более высокочастотных транзисторов, которые обеспечивают при прочих равных условиях меньшие времена фронта и среза;
- 2) уменьшение емкостей $C_{вх}$ и $C_{вых}$ за счет уменьшения размеров транзистора;
- 3) предельно возможное уменьшение сопротивлений R_B и R_K с целью уменьшения постоянных времени входной и выходной цепей ключа;
- 4) ограничение степени насыщения или использование ненасыщенного режима ключей.

Полностью исключить время рассасывания и тем самым существенно повысить быстродействие ключа позволяет схемное решение, показанное на рис. 7.12. Базово-коллекторный переход транзистора шунтирован диодом Шоттки, имеющим малое время восстановления ($< 0,1$ нс), низкое напряжение отпирания ($0,15 \div 0,25$) В и малое сопротивление в открытом состоянии (около 10 Ом). На рисунке диод Шоттки показан пунктиром для того, чтобы напомнить величины потенциалов базы и коллектора насыщенного транзистора до его подключения.

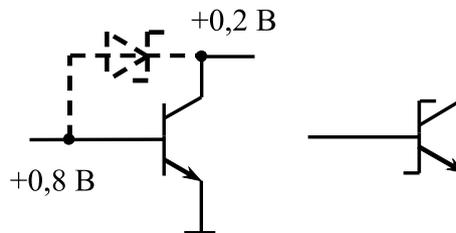


Рис. 7.12 – Способ увеличения быстродействия ключа за счет подключения шунтирующего диода Шоттки и УГО транзистора Шоттки

Диод Шоттки закрыт, пока напряжение на коллекторе превышает базовое. Когда же напряжение на коллекторе в процессе открывания ключа становится меньше, чем напряжение на базе, диод открывается, препятствуя дальнейшему росту тока базы и уменьшению напряжения на коллекторе. Действует нелинейная ООС, удерживающая коллекторный переход на грани включения. Коллекторный переход остается закрытым, и насыщения и накопления избыточных зарядов в базе не происходит.

Транзистор, шунтированный диодом Шоттки, носит название транзистора Шоттки. Его УГО показано на рис. 7.12.

Интегральные биполярные технологии используют как насыщенные транзисторы (ТТЛ – транзисторно-транзисторная логика), так и ненасыщенные (ТТЛШ – транзисторно-транзисторная логика с диодами Шоттки и ЭСЛ – эмиттерно-связанная логика).

Ключи на полевых транзисторах

Полевые транзисторы, как и биполярные, широко используются в ключевых схемах. Если ключи на полевых транзисторах выполнены по интегральной технологии, то в качестве нагрузки ключевого транзистора оказывается более выгодным использовать второй МОП-транзистор, канал которого всегда открыт, и его сопротивление более или менее постоянно.

При использовании в цифровых устройствах рассматриваемые ключи реализуют функцию инвертора — логического элемента *НЕ*.

Ключ — инвертор с минимальным потреблением энергии от источника питания — строится на комплементарной (дополняющей) паре полевых транзисторов (рис. 7.13). Используются два МОП-транзистора с различным типом проводимости канала. Сокращенно такую пару транзисторов называют КМОП-транзистором. Схема симметрична: когда один из транзисторов выполняет роль замкнутого ключа, то другой разомкнут и служит нагрузочным сопротивлением и наоборот.

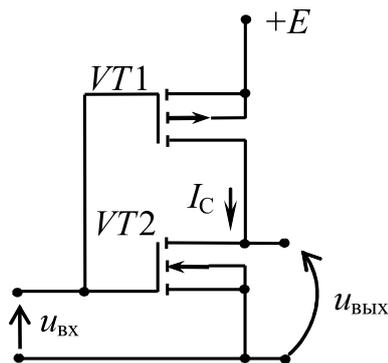


Рис. 7.13 – Ключ в технологии КМОП

В любом статическом состоянии схема не потребляет мощности от источника питания, т. к. один из транзисторов оказывается запертым. Во время переключения через транзисторы протекает ток, вызванный перезарядом собственных емкостей транзисторов и емкости нагрузки, поэтому с ростом частоты переключения потребление энергии схемой растет.

Ключи на интегральных МОП-транзисторах с каналами *n*- и *p*-типа, а также на комплементарных транзисторах лежат в основе интегральных полевых технологий, соответственно обозначаемых *n*-МОП, *p*-МОП и КМОП.

7.5 Схемотехника базовых логических элементов

Логические элементы И, ИЛИ, НЕ (основной базис) и логические элементы И-НЕ, ИЛИ-НЕ, каждый из которых также представляет собой основной базис, называют базовыми логическими элементами. Из таких элементов можно собирать устройства, выполняющие сколь угодно сложные логические функции.

Для современной цифровой схемотехники характерно широкое использование базисов И-НЕ и ИЛИ-НЕ. Для их реализации логические элементы строят, как правило, из двух частей: части схемы, выполняющей операции И или ИЛИ (так называемой входной логики), и инвертора, выполняющего операцию НЕ. Входная логика может быть выполнена на различных полупроводниковых элементах: диодах, биполярных и полевых транзисторах. В зависимости от вида полупроводниковых элементов, применяемых для изготовления входной логики и инверторов, различают: диодно-транзисторную логику (ДТЛ), транзисторно-транзисторную логику (ТТЛ), ТТЛ с диодами Шоттки (ТТЛШ), эмиттерно-связанную логику (ЭСЛ), интегральную инжекционную логику (И²Л), логику на *n*-МОП, *p*-МОП и компле-

ментарных парах полевых транзисторов (КМОП). В этом параграфе будет рассмотрено устройство и работа только базового элемента ТТЛ.

Логический элемент ТТЛ

Простейший логический элемент ТТЛ строится на базе многоэмиттерного транзистора $VT1$, выполняющего функцию И для сигналов, подаваемых на его эмиттеры, и транзисторного ключа $VT2$, выполняющего функцию НЕ (рис. 7.14, а). Если на всех входах высокие уровни напряжения ($A = 1$ и $B = 1$), закрыты эмиттерные переходы $VT1$, открывается переход база-коллектор этого транзистора и его ток I открывает и насыщает ключевой транзистор $VT2$, формируя на выходе низкий уровень напряжения ($F = 0$). При низком уровне сигнала на любом из входов ток I протекает через выбранный эмиттер, т. е. переключается в выходную цепь источника сигнала, коллекторный ток становится равным нулю, закрывая $VT2$. При этом $F = 1$. Таким образом, схема реализует таблицу истинности элемента 2И-НЕ.

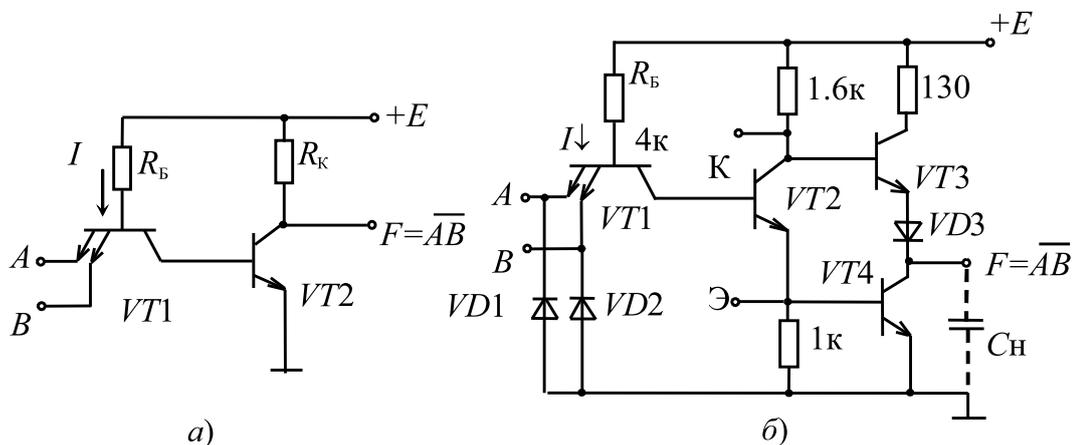


Рис. 7.14 – Электрическая схема логического элемента ТТЛ: а) упрощенная схема, б) полная схема

Для повышения экономичности и быстродействия выходной ключ выполняют по схеме сложного инвертора (рис. 7.14, б). При $A = B = 1$ открыты транзисторы $VT2$ и $VT4$ (транзистор $VT3$ закрыт), и емкость нагрузки C_H быстро разряжается через малое сопротивление открытого транзистора $VT4$. Для любой другой комбинации входных сигналов емкость нагрузки имеет возможность быстро зарядиться до высокого уровня напряжения через низкое выходное сопротивление эмиттерного повторителя $VT3$ ($VT2$ и $VT4$ закрыты).

Собственное потребление тока в выходной цепи мало как при логическом нуле на выходе (закрыт $VT3$), так и при логической 1 на выходе (закрыт $VT4$).

С целью повышения помехоустойчивости эмиттеры $VT1$ часто соединяют с корпусом через диоды ($VD1$, $VD2$), запертые для входных сигналов положительной полярности. Они открываются только при отрицательной полярности импульсов, которые могут возникать при наличии помех и переходных процессах в схеме.

Для расширения функциональных возможностей базовый элемент ТТЛ имеет выводы K и Э от коллектора и эмиттера транзистора (рис. 7.14, б), к которым могут подключаться логические расширители, представляющие собой как отдельные

микросхемы, так и схемы, встроенные в один корпус с базовым элементом. Схема расширителя представляет собой часть базового элемента, включающую входную логику на многоэмиттерном транзисторе и транзистор $VT2$ инвертора с выводами K и \mathcal{E} . Если соединить одноименные выводы базового элемента и расширителя, то произойдет «расширение по ИЛИ», означающее, что транзистор $VT4$ базового элемента откроется в любом случае, открыт ли транзистор $VT2$ базового элемента или транзистор $VT2$ расширителя, так как они включены параллельно.

Логический расширитель

В схеме логического расширителя (рис. 7.15, *a*) задействованы лишь элементы R_B , $VT1$ и $VT2$ базовой схемы. Логические расширители (например, К155ЛД1) используются совместно с другими логическими элементами (например, К155ЛР3 или К155ЛР1), имеющими соответствующие входы K и \mathcal{E} (см. точки K и \mathcal{E} базовой схемы ТТЛ). При подключении логического расширителя к базовой схеме логического элемента И-НЕ (рис. 7.15, *б*) формируется элемент двухступенчатой логики И-ИЛИ-НЕ.

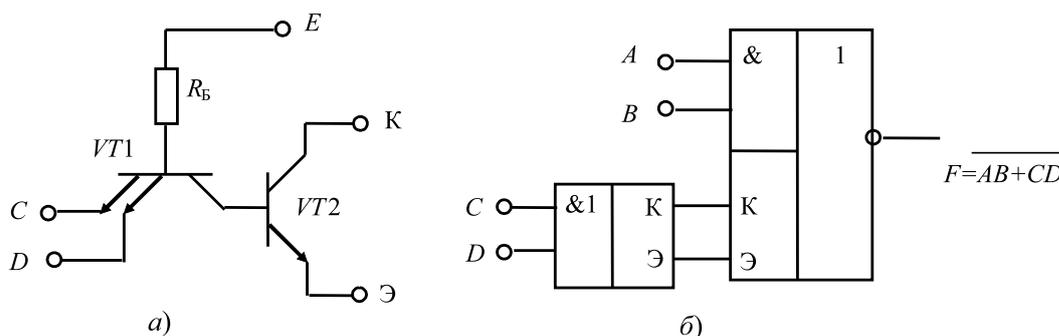


Рис. 7.15 – Логический расширитель *a*) и его подключение к базовой схеме логического элемента ТТЛ *б*)

7.6 Особенности выходов и управление микросхемами

Под выходами ИМС понимают их выводы, на которых реализована либо логическая функция входных переменных, либо присутствуют считываемые данные или адреса, либо вырабатываются сигналы протокола обмена с другими ИМС в сложной системе. Количество выходов определяется назначением и сложностью ИМС. В любой данный момент обычным состоянием выхода является либо 0, либо 1 (за исключением третьего состояния, о котором сказано ниже). Познакомимся с особенностями выходов на примере подгруппы логических ИМС ТТЛ. Различают следующие особенности выходов:

- 1) стандартный выход,
- 2) выход с повышенной нагрузочной способностью,
- 3) выход с открытым коллектором,

- 4) выход с открытым эмиттером,
- 5) выход с третьим состоянием,
- 6) наличие на выходе встроенного нескоммутированного (неподключенного) транзистора.

Стандартный выход

В цифровых устройствах выходы одних микросхем подключаются к входам других. Одним из важных параметров микросхемы является коэффициент разветвления $K_{\text{раз}}$, равный наибольшему числу ИМС той же серии, входы которых можно подключить к выходу рассматриваемой, не нарушая ее нормального функционирования. По существу, этот параметр определяет нагрузочную способность ИМС. Для различных ИМС коэффициент разветвления лежит в пределах от 2–3 до 30–200.

Для стандартного ЛЭ ТТЛ 155 серии (рис. 7.14, б) нагрузочная способность $K_{\text{раз}} = 10$. Объясняется это следующим. При логическом 0 на выходе насыщенный транзистор $VT4$ выходного ключа способен принять наибольший ток $I_{\text{вых}}^0 = 16$ мА. Каждый открытый эмиттерный переход транзистора $VT1$ подключен к выходу предыдущего элемента. Величина тока, вытекающего из элемента через открытый эмиттер, равна $I_{\text{вх}}^0 = 1,6$ мА. Отношение величин этих токов и определяет коэффициент разветвления.

Соответственно при логической 1 на выходе (транзистор $VT4$ выходного ключа закрыт) наибольший вытекающий из элемента ток равен $I_{\text{вых}}^1 = 0,4$ мА, в то время как ток закрытого эмиттерного перехода транзистора $VT1$, втекающий в элемент, равен $I_{\text{вх}}^1 = 0,04$ мА.

Выход с повышенной нагрузочной способностью

Некоторые микросхемы 155 серии выпускаются с повышенной нагрузочной способностью (буферные ЛЭ), обеспечивая выходной ток $I_{\text{вых}}^0 = 48$ мА и соответственно $K_{\text{раз}} = 30$. На УГО ИМС эту особенность выхода отражают треугольником, расположенным в правой верхней части главного поля. Треугольник сориентирован в направлении усиления сигнала (рис. 7.16).

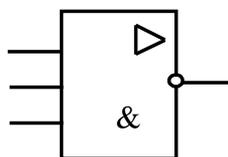


Рис. 7.16 – Логический элемент с повышенной нагрузочной способностью

Выход с открытым коллектором

Если из схемы (рис. 7.14, б) изъять транзистор $VT3$, диод $VD3$ и резистор 130 Ом, то получится широко применяемая схема с открытым коллектором. Ее структура показана на рис. 7.17, а. Свободный коллектор данной схемы является

ее выходом и подключается (вне ИМС) к источнику питания через нагрузочное сопротивление. Роль его может выполнять (рис. 7.17, б) резистор R , обмотка реле $K1$, светодиод $HL1$, лампа накаливания и пр. ИМС К155ЛА8 является примером такой микросхемы с открытым коллекторным выходом логических элементов.

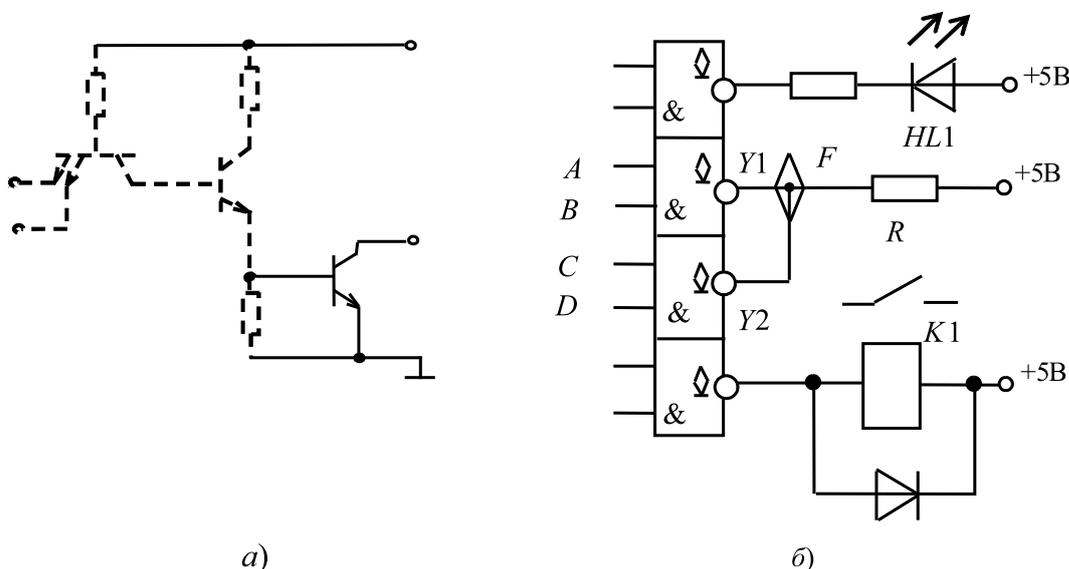


Рис. 7.17 – Элемент с открытым коллекторным выходом (а) и пример подключения к нему нагрузок (б)

Кроме того, ЛЭ с открытым коллектором позволяют осуществлять непосредственное соединение (пайку) между собой выходов нескольких микросхем. При этом обеспечивается реализация дополнительной логической функции. Логическая функция, реализованная путем внешних соединений (пайки) нескольких выходов отдельных микросхем, называется монтажной логикой.

На рис. 7.17, б показано условное обозначение монтажной логики в точке соединения средних ЛЭ (ромбик) и символ ИМС с открытым коллектором (ромбик с чертой снизу в поле микросхемы). Логическая единица на выходе F появится только тогда, когда заперты все выходные транзисторы элементов, свободные коллекторы которых подключены к резистору R . Следовательно, объединение выходов микросхем позволило реализовать логическую операцию $F = Y1 \cdot Y2 = \overline{AB} \cdot \overline{CD}$ — монтажное И.

Выход с открытым эмиттером

Некоторые микросхемы имеют выход открытого эмиттера. На рис. 7.18, а показана схема включения выходного транзистора. В отличие от предыдущего случая, внешний источник питания не нужен, а нагрузка включается между свободным эмиттером и корпусом. В качестве нагрузки могут применяться те же устройства. В случае объединения микросхем для получения монтажной логики дополнительный резистор R включается, как показано на рис. 7.18, б. При этом в точке объединения выходов возникает логическая функция $F = Y1 + Y2 = \overline{A + B} + \overline{C + D}$ — монтажное ИЛИ. Выход открытого эмиттера часто используется в микросхемах технологии ЭСЛ.

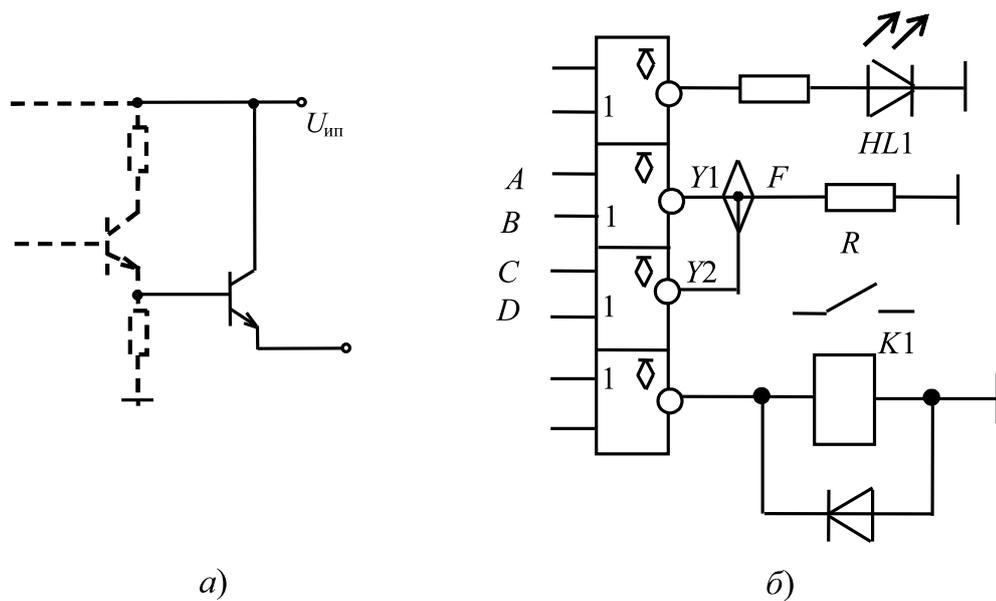


Рис. 7.18 – Элемент с открытым эмиттерным выходом (а) и пример подключения к нему нагрузок (б)

Выход с третьим состоянием

В связи с развитием информационной и вычислительной техники появились ИМС с тремя состояниями. У них в дополнение к обычным состояниям логического «0» и «1» на выходе имеется третье состояние, называемое Z-состоянием. На рис. 7.19, а показана схема логического элемента ТТЛ, дополненная управляющим входом *EZ*, подключенным к базе транзистора *VT2*, коллектор которого подключен к нагрузке *R* транзистора *VT3*. При *EZ* = 1 напряжение на коллекторе *VT2* близко к нулю и транзисторы *VT4* и *VT5* заперты. Выходное сопротивление запертых транзисторов велико, и микросхема своим выходом оказывается полностью отключенной от нагрузки. Это состояние ЛЭ часто называют высокоимпедансным. При использовании ЛЭ с тремя состояниями их выходы можно объединять вместе. Управление работой микросхем организуется так, чтобы в любой момент времени все микросхемы, кроме одной, находились в высокоимпедансном состоянии. Таким образом, удастся по одной шине передать в разных направлениях информацию от нескольких источников сигнала и сократить количество линий связи между устройствами. Вход управления третьим состоянием имеет метку *EZ* или *OE* на левом дополнительном поле микросхемы. Стандартом предусмотрено условное обозначение ИМС с третьим состоянием выхода. Оно наносится сверху правого дополнительного поля (рис. 7.19, б). Примером использования схем с открытым коллектором и схем с тремя состояниями является системная магистраль IBM, где большинство линий связи организовано таким образом.

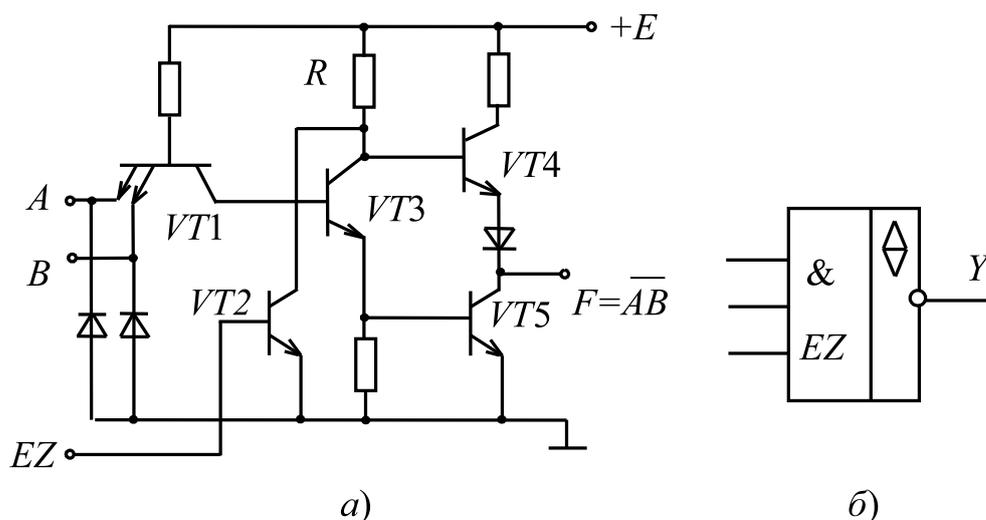


Рис. 7.19 – Элемент ТТЛ с Z-состоянием (а) и его УГО (б)

Управление микросхемами

Сложные по выполняемой функции ИМС часто имеют следующие функции управления.

1. Стробирование — (включение — выключение). Управляющий двоичный сигнал носит обозначение

- *CS* — Cristal Selekt (выбор микросхемы) или другое, равнозначное
- *IE* — Input Enable (разрешение входа).

Различают управление прямое и инверсное (обратное).

При прямом управлении $CS = 1$, ($IE = 1$) — ИМС выполняет свою функцию, при $CS = 0$, ($IE = 0$) ИМС выключена.

При инверсном управлении состояния управляющих сигналов меняются на противоположные.

На условном графическом обозначении ИМС эта функция управления наносится в нижнюю секцию левого дополнительного поля. Пример прямого управления приведен на рис. 7.20, а, инверсного — на рис. 7.20, б. Иногда с целью расширения возможностей управления ИМС увеличивают количество входов управления (до трех), причем некоторые из них являются прямыми, другие — инверсными. Все входы управления свернуты по логике «И». На рис. 7.20, в в качестве примера показан вход стробирования ИМС PROM K155PE4. Микросхема включена при $CS = \overline{CS1} \overline{CS2} \overline{CS3} = 1$.

Следует иметь в виду, что в выключенном состоянии ИМС ее выходы имеют либо высокий, либо низкий уровень. Ответ на этот важный вопрос может дать лишь справочник, в котором помещены сведения о данной ИМС.

2. Управление состоянием Z или третьим состоянием ИМС (состояние высокоимпедансного выхода). Управляющий двоичный сигнал в этом случае может обозначаться:

- *EZ* — Enable Z (разрешено состояние Z выхода) либо
- *OE* — Output Enable (выход разрешен).

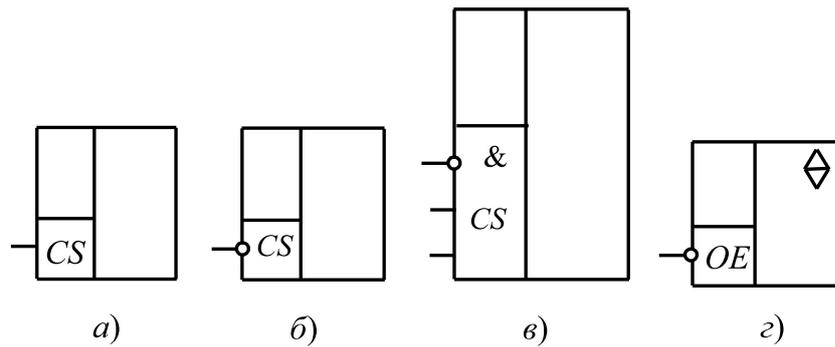


Рис. 7.20 – Примеры управления ИМС

При прямом управлении ИМС выполняет свою функцию при $EZ = 0$ или $OE = 1$; при $E = 1$ или $OE = 0$ выход ИМС переходит в высокоимпедансное состояние.

При инверсном управлении состояния управляющих сигналов меняются на противоположные. На рис. 7.20, г в качестве примера показано обозначение инверсного управления состоянием Z .

7.7 Основные параметры и показатели цифровых ИМС

Основные параметры цифровых ИМС

Технические параметры цифровых ИМС весьма многообразны, имеют некоторые различия в разных технологиях и в многочисленных справочных пособиях представлены не единообразно. Поэтому ниже приведено пояснение основных технических параметров цифровых ИМС на примере технологий ТТЛ и ТТЛШ и, в основном, для подгруппы логических элементов.



К их основным техническим параметрам относятся:

- напряжение источника питания,
- уровни напряжений, соответствующие логическим 0 и 1,
- помехоустойчивость (приводится наименьшее значение),
- потребляемая мощность (потребляемый ток),
- нагрузочная способность (величины входных и выходных токов для уровней логического 0 и 1),
- быстродействие (время задержки распространения сигнала).

Различают параметры ЛЭ статические и динамические.



.....
 К первичным статическим параметрам относят:

- U^0 — напряжение логического нуля (для входа $U_{\text{ВХ}}^0$ и выхода $U_{\text{ВЫХ}}^0$),
 - U^1 — напряжение логической единицы (для входа $U_{\text{ВХ}}^1$ и выхода $U_{\text{ВЫХ}}^1$),
 - $I_{\text{ВХ}}^0$ — входной ток уровня логического нуля (вытекает из элемента),
 - $I_{\text{ВХ}}^1$ — входной ток уровня логической единицы (втекает в элемент),
 - $I_{\text{ВЫХ}}^0$ — выходной ток уровня логического нуля (втекает в элемент),
 - $I_{\text{ВЫХ}}^1$ — выходной ток уровня логической единицы (вытекает из элемента).
-

Напряжения логических нуля и единицы приводятся для случая предельной нагрузки на ИМС (при работе с максимальным коэффициентом разветвления).



.....
 На основании первичных статических параметров получают производные параметры:

- коэффициент разветвления $K_{\text{раз}}$,
 - потребляемая от источника питания мощность $P_{\text{потр}}$.
-

Величины входных и выходных токов уровней логического нуля и единицы для стандартного ТТЛ-элемента, например, названы ранее при его описании. Соотношение между этими токами определяет нагрузочную способность (коэффициент разветвления $K_{\text{раз}}$) элемента. Величины входных и выходных токов, так же как и коэффициент разветвления и потребляемая мощность, как правило, приводятся в справочных данных на конкретную ИМС.

Потребляемая мощность $P_{\text{потр}}$ определяется как среднее арифметическое значение мощностей, потребляемых ЛЭ в состояниях логического 0 и 1 на выходе. Она существенно зависит от частоты входного сигнала. Для логических ИМС величина потребляемой мощности в справочниках приводится на один элемент.

Одним из параметров, который определяет совместимость различных технологий ИМС, является полярность и величина напряжения источника питания. Например, ИМС ТТЛ и КМОП совместимы при одинаковых напряжениях источников питания +5 В.

Важнейшим из динамических параметров логической ИМС является время задержки распространения сигнала $t_{\text{зд.р}}$. Степень запаздывания принято оценивать

как полусумму задержек фронта t^{01} и среза t^{10} , отсчитываемых на уровне половины размаха сигнала: $t_{зд.р} = \frac{t^{01} + t^{10}}{2}$.

В справочниках указывается наибольшее время задержки распространения от информационного входа до выхода ИМС.

Произведение времени задержки распространения на потребляемую мощность $t_{зд.р} \cdot P_{потр}$ получило название энергии переключения, измеряется в пикоджоулях и характеризует степень совершенства ИМС.

Основные показатели цифровых ИМС различных технологий

В каждой из различных технологий разработан и выпускается ряд серий аналоговых и цифровых ИМС.

Под серией ИМС понимают совокупность типов микросхем с различными функциями, но с единым конструкторско-технологическим исполнением, предназначенных для совместного использования.

Каждая серия отличается степенью комплектности и содержит по несколько, а иногда до сотни и более типонаименований ИМС. Например, в серии К155 их насчитывается около 150, в серии К555 — около 140.

Типонаименование ИМС — ИМС конкретного типа, отличающаяся от других микросхем того же типа по выполняемой функции.

Ниже приведена далеко не полная сводка о составе серий в различных технологиях цифровых ИМС. Эти сведения содержат лишь номера серий (без указания конструктивных признаков и их принадлежности — коммерческая — некоммерческая).

ТТЛ: 133, 134, 155, 185, 559, 596, 599, 1006, 1102, 1107, 1556.

ТТЛШ: 530, 531, 533, 555, 556, 559, 571, 580, 589, 1527, 1530, 1531, 1533, 1548, 1802, 1804, 1810.

ЭСЛ: 100, 500, 1500, 1520, 1521, 1572.

И²Л: 541, 582, 583, 584.

n-МОП: 132, 565, 580, 1520, 1801, 1809.

p-МОП: 127, 144, 160, 186, 501, 502, 507, 558, 568, 573, 1601.

КМОП: 164, 176, 188, 537, 561, 564, 587, 588, 590, 1515, 1561, 1603, 1604, 1806.

ИСЛ (GaAs): 6500, 6501.

В таблице 7.4 дана сравнительная сводка для ИМС перечисленных выше технологий по следующим основным параметрам:

- 1) тип логики;
- 2) напряжение источника питания;
- 3) логические уровни нуля и единицы;
- 4) нагрузочная способность;
- 5) помехоустойчивость (минимальная);
- 6) быстродействие;
- 7) потребляемая мощность (в расчете на один ЛЭ).

Сравнение основных параметров ИМС различных технологий (данные усреднены и сориентированы на ИМС логической подгруппы).

Таблица 7.4 – Сводка основных параметров логических ИМС различных технологий

Параметры		ЭСЛ	И ² Л	ТТЛ	ТТЛШ	<i>n</i> -МОП	<i>p</i> -МОП	КМОП	ИСЛ GaAs
1	Тип логики	+	+	+	+	+	–	+	+
2	$U_{пит}$, В	–5 –6	1,5	5	5	±5	–12 –27	3...15	+4 –2,4
3	U^0 , В	–1,63	0,4	0,4	0,5	0,4	–1	0,3*	0
	U^1 , В	–0,98	1	2,4	2,7	2,4	–10	8,2*	1,3
4	$K_{раз}$	10	3	10	20	50			8
5	$U_{ном}^0$, В	0,1	0,1	0,4	0,4	Около 30% от $U_{пит}$			0,1
6	$t_{зд.р}$, нс	1	500** МП	10	3	100–200			< 0,5
7	$P_{потр}$, Вт	0,03	10^{-8}	0,01	0,002	$(10^{-6}–10^{-7})^{***}$			0,1

* При напряжении питания 10 В.

** В расчете на один микропроцессор.

*** В статическом режиме.

Проектирование цифровых устройств требует от разработчика знаний основ и элементной базы цифровой электроники. Результатом проектирования должен быть некоторый оптимальный вариант устройства, удовлетворяющий ряду очевидных критериев, таких как быстродействие, экономичность, доступность и стоимость элементной базы и других.

Приведенные в таблице сведения полезны разработчику на этапе выбора элементной базы проектируемого цифрового устройства. Эти сведения позволяют сделать выбор предпочтительной технологии, позволяющей в принципе решить поставленную задачу. Далее подбираются конкретные серии, а внутри них — типонамины ИМС. Негласным правилом при проектировании является стремление к наименьшему разнообразию ИМС в составе устройства. Серии ИМС, разработанных по единой технологии, обеспечивают совместное функционирование всех содержащихся в них типонаминов конкретных микросхем.

Если же в составе проектируемого цифрового устройства используются ИМС различных технологий, необходимо разрешить проблему возможности их совместного функционирования — проблему совместимости.

Совместимость предполагает единство значений таких электрических и конструкторско-технологических параметров ИМС (по степени важности), как тип логики, уровни логического нуля и единицы, нагрузочная способность, помехоустойчивость, величина и полярность питающих напряжений, конструктивные особенности корпуса и выводов и т. д.

Для согласования логических уровней при решении этой проблемы в некоторых технологиях предусмотрены специальные ИМС подгруппы ПУ — преобразователи уровней (ЭСЛ, КМОП, *p*-МОП). Например, существует несколько микросхем КМОП (К176ПУ1–5; К561ПУ4; К564ПУ6), содержащих от четырех до шести каналов (с инверсией или без инверсии), предназначенных для согласования уровней

КМОП (напряжение высокого уровня 3...15 В, низкого — нуль) и ТТЛ (напряжение высокого уровня не менее 2,3 В, низкого — не более 0,3 В). Большинство этих ИМС преобразует уровни от КМОП к ТТЛ.

Преобразователи уровней К500ПУ124, К1500ПУ124 (ЭСЛ) служат для перехода от микросхем ТТЛ к микросхемам ЭСЛ, ИМС К500ПУ125, К1500ПУ125 — от ЭСЛ к ТТЛ.



Контрольные вопросы по главе 7

1. Объясните различие между аналоговыми и цифровыми сигналами.
2. Дайте определения комбинационным и последовательностным цифровым устройствам.
3. Представьте десятичное число 78 в двоичном и двоично-десятичном кодах.
4. Назовите три действия (операции) алгебры Буля.
5. Назовите аксиомы алгебры Буля.
6. Назовите законы алгебры Буля.
7. Назовите базовые логические элементы, их УГО, таблицы истинности и булевы функции.
8. Классический метод проектирования цифрового устройства предусматривает последовательное выполнение ряда шагов. Назовите их.
9. Назовите статические параметры цифрового ключа.
10. Нарисуйте полную схему логического элемента 4И-НЕ в технологии ТТЛ.
11. Назовите и поясните особенности выходов цифровых ИМС.
12. Назовите и поясните типы управления цифровыми ИМС.
13. Каковы основные параметры цифровых ИМС?

Глава 8

ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА КОМБИНАЦИОННОГО ТИПА



.....
Цифровые устройства комбинационного типа (устройства без памяти) крайне разнообразны. Это преобразователи кодов, распределители кодов, сумматоры, вычитатели, арифметико-логические устройства, компараторы, постоянные запоминающие устройства и др. В этой главе дано краткое описание лишь некоторых из них.
.....

8.1 Преобразователи кодов

Цифровых кодов бесчисленное множество, поэтому в виде ИМС преобразователей кодов в арсенале элементной базы присутствуют только шифраторы, дешифраторы, преобразователи двоичного кода в двоично-десятичный код и обратно.

Шифратор (CD — Coder — кодер)

Шифратор служит для преобразования унитарного (позиционного) кода в двоичный код. Форматы ИМС CD: 8–3, 10–4, 16–4. Здесь первая цифра означает вид входного позиционного кода, вторая — разрядность двоичного кода на выходе. На рисунке 8.1 показаны УГО и таблица истинности CD формата 8–3. Примером шифратора формата 10–4 может быть ИМС K555ИВ3.

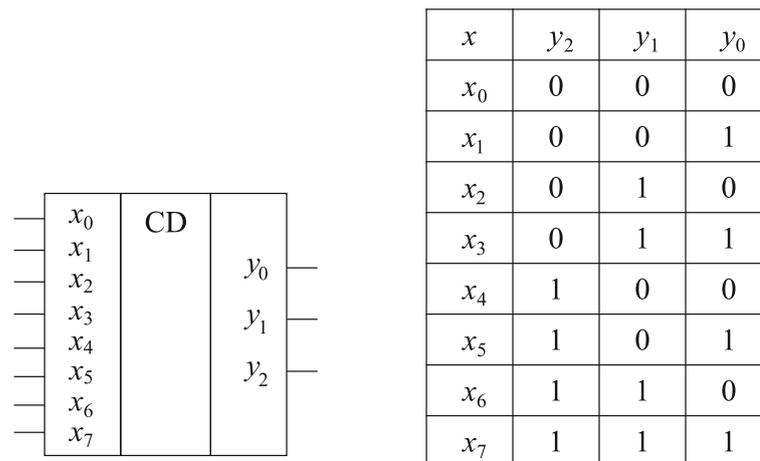


Рис. 8.1 – Шифратор формата 8–3

Дешифратор (DC – DeCoder – декодер)

Дешифратор — преобразователь n -разрядного двоичного кода в унитарный код «1 из m ». Каждой кодовой комбинации на входах дешифратора соответствует активный уровень только на одном из выходов. Условное графическое обозначение и таблица истинности дешифратора формата 3–8 представлены на рис. 8.2. Логическая 1 (при активном высоком уровне на выходе) формируется на том выходе дешифратора, адрес которого соответствует входному двоичному коду.

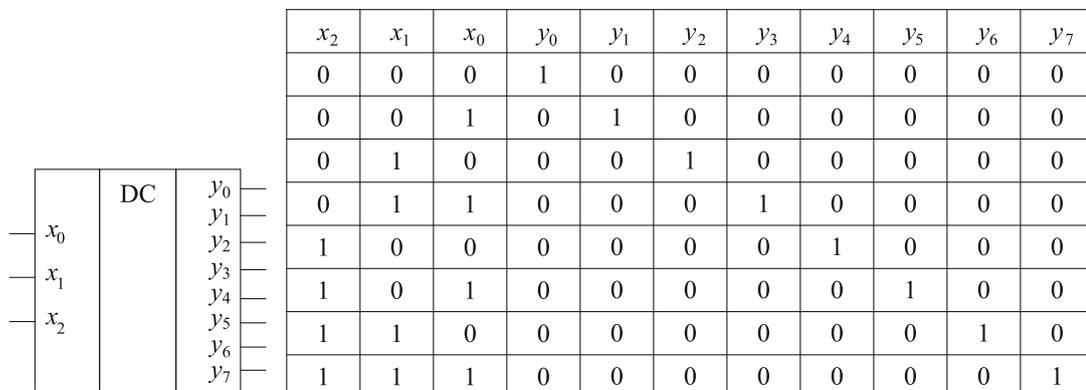


Рис. 8.2 – Шифратор формата 3–8

8.2 Распределители кодов

Распределители кодов осуществляют коммутации цифровых кодов в сетях обмена информацией, в устройствах сбора и обработки информации. Для этого используются цифровые ИМС мультиплексоров и демультимплексоров.

Мультиплексор (MUX)

Мультиплексором называют коммутатор сигналов с нескольких входов на один выход. ИМС мультиплексоров имеют форматы работы $2 \rightarrow 1$, $4 \rightarrow 1$, $8 \rightarrow 1$, $16 \rightarrow 1$. Первая цифра означает количество информационных входов, коммутируемых на один выход. На рис. 8.3 для примера показаны УГО (а) и реализация на логических элементах (б) мультиплексора формата $4 \rightarrow 1$. Расшифровка аббревиатуры на рис. 8.3, а следующая: DI — Data Input — информационные входы, DO — Data Output — выход мультиплексора, E — Enable — разрешение, x — двухразрядная селекторная секция, служащая для выбора опрашиваемого информационного канала. Для данного мультиплексора выходной сигнал DO связан со входными данными DI соотношением

$$DO = Y = E (DI_0 \bar{x}_0 \bar{x}_1 + DI_1 \bar{x}_0 x_1 + DI_2 x_0 \bar{x}_1 + DI_3 x_0 x_1). \quad (8.1)$$

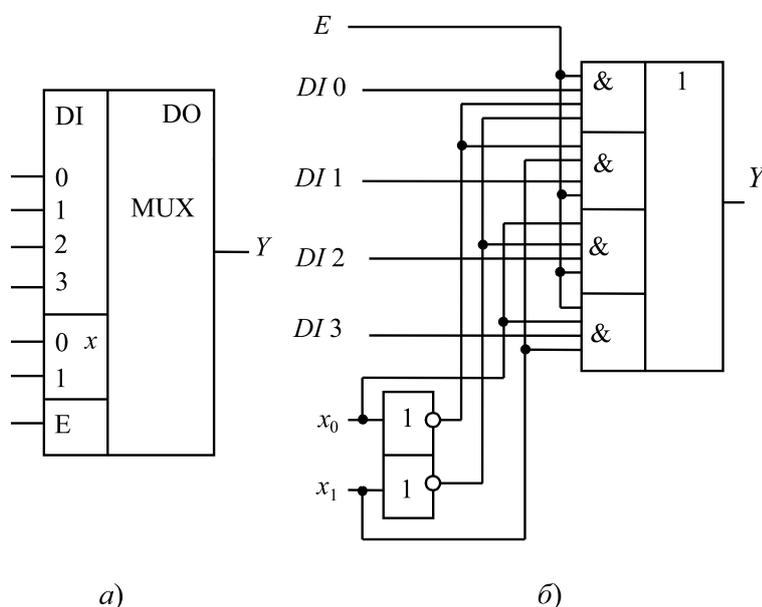


Рис. 8.3 – Мультиплексор формата $4 \rightarrow 1$

При наличии разрешения на входе E ($E = 1$) выход повторяет информацию того входа, код которого подан на селекторные входы x_0 и x_1 . При $E = 0$ коммутатор закрыт ($Y = 0$ независимо от сигналов на входах DI_i). Если цифровой код на адресных входах селектора циклично перебирает все комбинации двоичных переменных, состояние на выходе последовательно повторяет состояние всех его информационных входов (режим мультиплексирования данных). В этом режиме мультиплексор выполняет преобразование параллельного двоичного кода на информационных входах в последовательный код на его выходе.

При подаче логического 0 на вход разрешения E микросхемы К555КП7 (рис. 8.4) на выход коммутируется сигнал с того информационного входа мультиплексора DI_i , код которого подан на его селекторные входы x_i .

Среди схем коммутации необходимо особо выделить устройства, которые способны пропускать сигналы в обоих направлениях. К таким элементам относятся коммутационные схемы, выполненные по технологии КМОП с использованием

двухнаправленных ключей. Коммутаторы КМОП способны пропускать как аналоговые, так и цифровые сигналы, в них можно менять местами вход и выход. Такие микросхемы выполняют функции мультиплексора-демультиплексора (DMX).

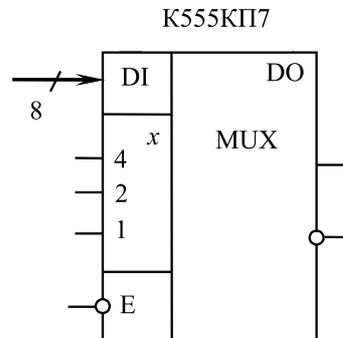


Рис. 8.4 – Пример мультиплексора 8 → 1 K555КП7

Мультиплексоры удобно использовать для реализации логических функций, записанных непосредственно в СДНФ. Любую булеву функцию четырех переменных можно реализовать с помощью восьмиканального мультиплексора. Так, для реализации, например, логической функции

$$F = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot \bar{D} + \bar{A} \cdot B \cdot C \cdot \bar{D} + A \cdot \bar{B} \cdot C \cdot D + A \cdot B \cdot C \cdot D,$$

где D — переменная старшего разряда, на селекторные входы мультиплексора K555КП7 поданы входные сигналы A, B, C , а входы данных X_0 – X_7 используются как настроечные (рис. 8.5, а). Сравнивая выражение для функции F с логическим уравнением мультиплексора

$$Y = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot X_0 + \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot C \cdot X_1 + \bar{A} \cdot B \cdot \bar{C} \cdot X_2 + \bar{A} \cdot B \cdot C \cdot X_3 + A \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot X_4 + \\ + A \cdot \bar{B} \cdot C \cdot X_5 + A \cdot B \cdot \bar{C} \cdot X_6 + A \cdot B \cdot C \cdot X_7,$$

получаем условия эквивалентности:

$$X_0 = X_3 = \bar{D}, \quad X_7 = D, \quad X_5 = \bar{D} + D = 1, \quad X_1 = X_2 = X_4 = X_6 = 0.$$

Эти соотношения позволяют зашифровать входы мультиплексора на выполнение заданного логического уравнения.

В соответствии с этими условиями построена схема устройства (рис. 8.5, б). Для подачи логической 1 входы микросхем ТТЛШ серий K555 и KP1533 можно подключать к источнику питания +5 В непосредственно. Для получения сигнала \bar{D} использован инвертор.

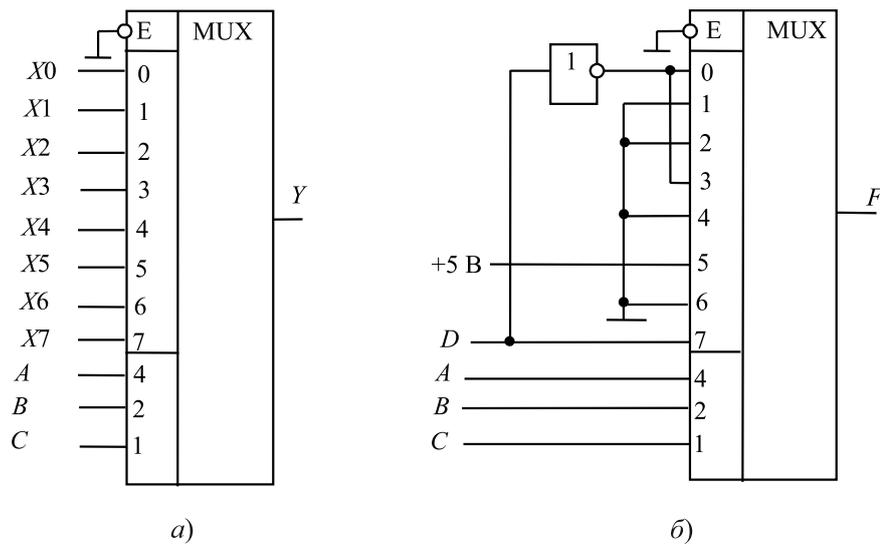


Рис. 8.5 – Реализация заданной булевой функции с помощью мультиплексора

8.3 Сумматоры и цифровые компараторы

Двоичный сумматор (SM)

Двоичный сумматор (рис. 8.6, а) служит для формирования арифметической суммы n -разрядных двоичных чисел A и B (рис. 8.6, б). Результатом сложения (при $n = 4$) является четырехразрядная сумма S и выход переноса P , который можно рассматривать как пятый разряд суммы.

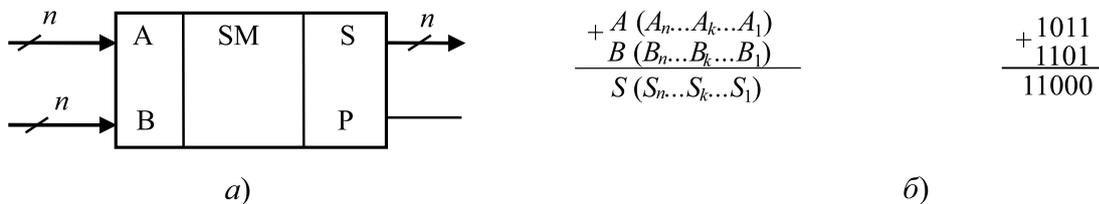


Рис. 8.6 – Двоичный сумматор

Полусумматор (HS)

Полусумматор служит для сложения битов младших разрядов двух двоичных чисел (его можно реализовать на ЛЭ по таблице истинности, представленной на рис. 8.7).

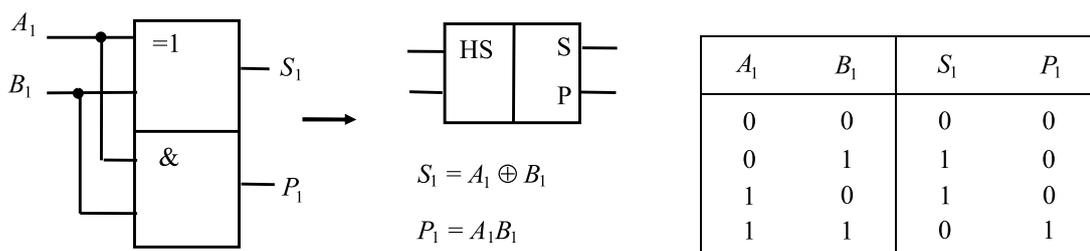


Рис. 8.7 – Синтез полусумматора на логических элементах

Полный одноразрядный сумматор

Полный одноразрядный сумматор суммирует биты соответствующих разрядов двух двоичных чисел и вырабатывает перенос в следующий разряд.

Полный одноразрядный сумматор можно построить из двух полусумматоров HS и логического элемента ИЛИ (рис. 8.8).

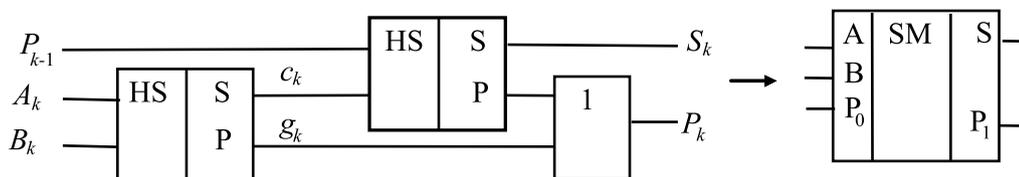


Рис. 8.8 – Полный одноразрядный сумматор

В корпусе микросхемы К555ИМ6 четыре полных одноразрядных сумматора объединены в схему четырехразрядного сумматора (рис. 8.9). Сигнал переноса последовательно передается с выхода предыдущего разряда сумматора на вход переноса следующего разряда. Можно использовать более простое и наглядное условное графическое обозначение сумматора, приведенное на рис. 8.9 справа. В дополнительных полях микросхемы показаны весовые коэффициенты разрядов входа и выхода сумматора.

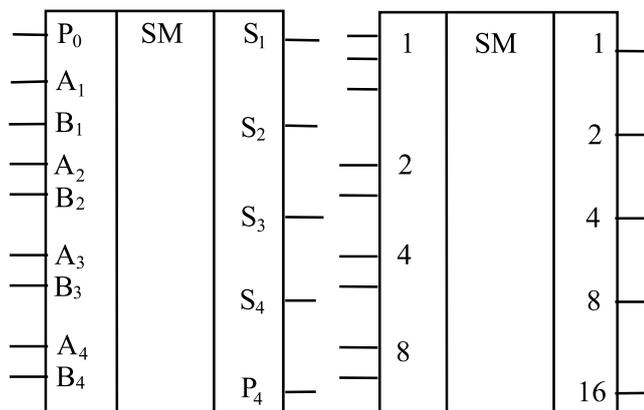


Рис. 8.9 – Четырехразрядный последовательный сумматор К555ИМ6

Время выполнения операции в сумматоре на рис. 8.9 намного больше времени сложения в одноразрядном сумматоре, так как в каждый следующий разряд единица переноса попадает, проходя все более длинную цепочку логических элементов.

Чтобы уменьшить время выполнения операции сложения многоразрядных чисел, используют схемы параллельного переноса. При этом сигналы переноса во всех разрядах одновременно вычисляются по значениям входных переменных в данном разряде.

Цифровой компаратор

Цифровым компаратором называют устройство, фиксирующее результат сравнения n -разрядных двоичных или двоично-десятичных кодов чисел (рис. 8.10). На одном из трех выходов компаратора появляется логическая единица в соответствии с приведенной таблицей истинности. При этом происходит сравнение операндов A_n и B_n по трем категориям соотношений между ними: $A_n \geq B_n$, $A_n = B_n$ и $A_n \leq B_n$.

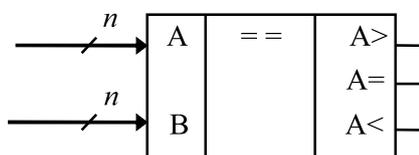


Рис. 8.10 – УГО цифрового компаратора

Таблица 8.1 – Таблица истинности цифрового компаратора

Соотношение операндов	Выход A>	Выход A=	Выход A<
$A_n \geq B_n$	1	0	0
$A_n = B_n$	0	1	0
$A_n \leq B_n$	0	0	1

8.4 Постоянные запоминающие устройства (ПЗУ)

По функциональному признаку различают постоянные запоминающие устройства (ПЗУ), хранящие информацию, предназначенную только для чтения, и оперативные запоминающие устройства (ОЗУ), предназначенные для записи, хранения и считывания цифровой информации.

ПЗУ относятся к комбинационным цифровым устройствам, ОЗУ относятся к цифровым устройствам последовательностного типа. ПЗУ сохраняют информацию при отключенном питании, т. е. обладают свойством энергонезависимости, в ОЗУ информация теряется при отключении питания.

ПЗУ по принципу работы являются преобразователями n -разрядного кода адреса ячейки A в m -разрядный код хранящегося в ней слова D (рис. 8.11). Данные считываются при подаче разрешающего уровня на вход OE.

Микросхемы ПЗУ по способу записи в них информации делятся на масочные (ROM — Read Only Memory), программируемые на заводе-изготовителе интегральных микросхем; однократно-программируемые (PROM — Programmable ROM) и многократно-программируемые пользователем (репрограммируемые ПЗУ).

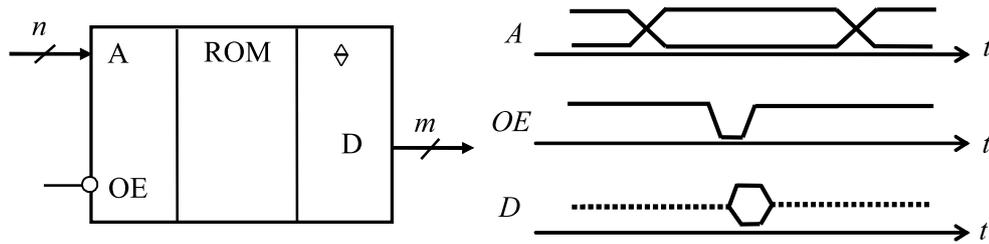


Рис. 8.11 – Условное графическое обозначение ПЗУ и временные диаграммы его работы

Для обеспечения возможности объединения по выходу при наращивании памяти все ПЗУ (так же как и ОЗУ) имеют выходы с тремя состояниями или открытый коллекторный выход.

Пример условного графического обозначения микросхемы ПЗУ приведен на рис. 8.12. В однократно программируемой микросхеме К556РТ5 выходная информация считывается при совпадении разрешающих сигналов на входах $CS = CS_1 \overline{CS_2} \overline{CS_3} = 1$. Прежде должен быть зафиксирован девятиразрядный адрес ячейки, где хранится искомое байтовое слово. Полная емкость памяти этого ПЗУ 512×8 бит.

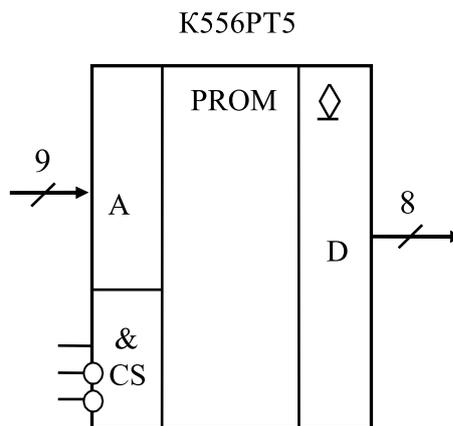


Рис. 8.12 – Пример микросхемы ПЗУ К556РТ5



Контрольные вопросы по главе 8

1. Дайте определение шифратора, нарисуйте его УГО и составьте таблицу истинности.
2. Дайте определение дешифратора, нарисуйте его УГО и составьте таблицу истинности.
3. Назовите назначение мультиплексора, нарисуйте УГО мультиплексора формата $16 \rightarrow 1$.

4. Какую роль выполняет селектор мультиплексора?
5. Нарисуйте УГО полного сумматора и составьте его таблицу истинности.
6. Выполните синтез полусумматора на логических элементах.
7. Нарисуйте УГО цифрового компаратора и составьте его таблицу истинности.
8. Нарисуйте УГО ПЗУ с объемом памяти 1 килобайт с открытым коллектором.

Глава 9

ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНОГО ТИПА



.....
В составе цифровых устройств последовательностного типа (устройства с памятью) присутствует элемент памяти — триггер. Цепочки триггеров могут исполнять роль счетчиков либо регистров. Основой оперативного запоминающего устройства (ОЗУ) также являются матрицы памяти, выполняемые на триггерах.
.....

9.1 Триггеры

Триггером называется устройство, имеющее два устойчивых состояния и сохраняющее любое из них сколь угодно долго после снятия внешнего воздействия, вызвавшего переход триггера из одного состояния в другое. Поэтому говорят, что триггер обладает памятью. Триггер можно представить в общем случае состоящим из ячейки памяти и устройства управления (порой весьма сложного), преобразующего входную информацию в комбинацию сигналов, под воздействием которых ячейка памяти принимает одно из двух устойчивых состояний.

По способу записи информации триггеры могут быть асинхронными и синхронными. Триггер называют асинхронным, если сам сигнал, несущий информацию, вызывает его переключение. В синхронных (тактируемых) триггерах информация записывается при одновременном воздействии информационного сигнала и синхронизирующего (разрешающего) импульса. Синхронизация может осуществляться импульсом (потенциалом) или перепадом потенциала (фронтом или срезом импульса). В первом случае (статическое управление) сигналы на информационных входах оказывают влияние на состояние триггера в течение всего вре-

мени наличия синхроимпульса. Во втором случае (динамическое управление) воздействие информационных сигналов проявляется только в моменты изменения потенциала на входе синхронизации, т. е. при переходе его от 0 к 1 (фронт) или от 1 к 0 (срез).

По функциональному признаку различают RS -триггеры, D -триггеры, T -триггеры и JK -триггеры, а также их комбинации.

Основу любого триггерного устройства составляет элементарная ячейка памяти на двух инверторах с кольцом положительной обратной связи, называемая защелкой (рис. 9.1).

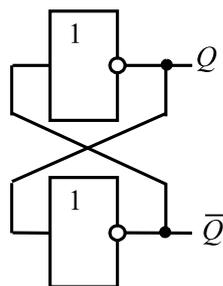


Рис. 9.1 – Элементарная ячейка памяти (защелка)

При подаче питания ЛЭ не могут находиться в активной области передаточной характеристики, так как петлевое усиление много больше единицы, и ячейка переходит в одно из двух устойчивых состояний с инверсными уровнями на выходах Q и \bar{Q} . Это состояние ячейка будет хранить, пока включен источник питания.

Асинхронный RS -триггер

В асинхронном (неактивируемом) RS -триггере (рис. 9.2, а), выполненном на логических элементах ИЛИ-НЕ, состояниями описанной выше ячейки памяти можно управлять, подавая логическую 1 либо на вход S (Set) установки в состояние $Q = 1$, либо на вход R (Reset) сброса в состояние $Q = 0$. Если одновременно подать, а затем снять логическую 1 с обоих входов, то состояние триггера после снятия входных сигналов будет неопределенным. Такая комбинация на входах триггера является запрещенной. Минимальная длительность установочных импульсов должна вдвое превышать время задержки примененных логических элементов, чтобы по петле положительной обратной связи пришло подтверждение о фиксации нового состояния триггера.

Аналогичным образом работает асинхронный RS -триггер с инверсным управлением (рис. 9.2, б), выполненный на логических элементах И-НЕ. Установка триггера в единичное и нулевое состояние на выходе Q осуществляется подачей логического нуля на входы \bar{S} или \bar{R} . При единичных уровнях на обоих входах триггер не меняет своего состояния (находится в режиме хранения).

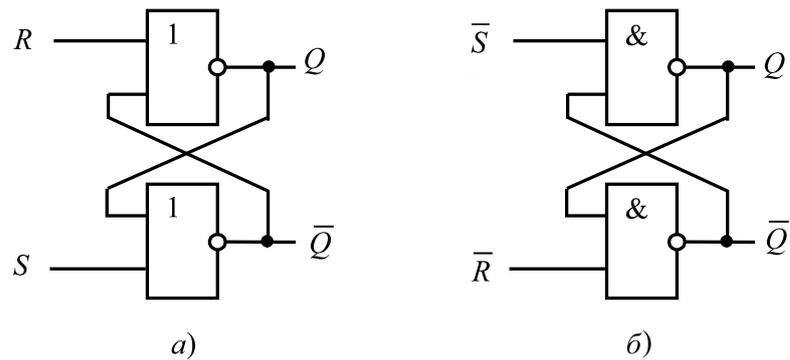


Рис. 9.2 – Асинхронный RS -триггер с прямым (а) и инверсным (б) управлением

Тактируемый RS -триггер

Тактируемый (синхронный) RS -триггер (рис. 9.3) может изменить свое состояние только с приходом тактового импульса на вход C . Помехи, действующие на информационных входах R и S между тактовыми импульсами, не влияют на работу триггера. Запрещенным является состояние $CRS = 1$.

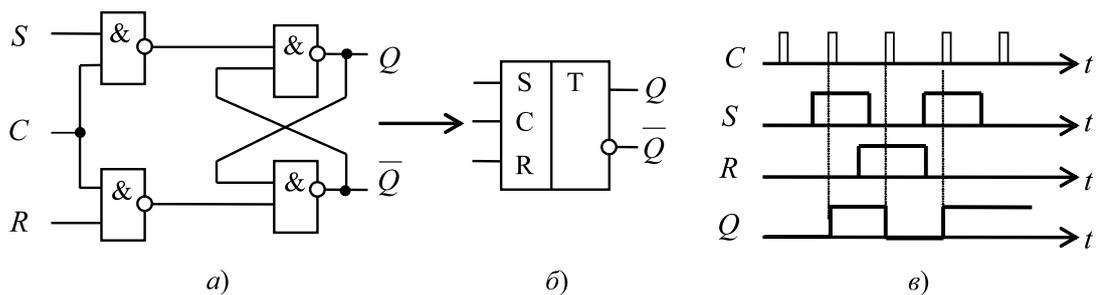


Рис. 9.3 – Тактируемый RS -триггер: а) построение триггера на логических элементах И-НЕ; б) обозначение триггера на функциональных схемах; в) временные диаграммы, поясняющие работу триггера

При включении питания состояние триггера остается неопределенным. После совпадения единичных уровней на входах S и C триггер устанавливается в единичное состояние. При совпадении логических единиц на входах R и C триггер сбрасывается в нулевое состояние.

D -триггер

D -триггер (от английского *Delay* – задержка) имеет один информационный (D – Data – данные) и один тактируемый (C – Clock – тактовая последовательность) вход. Такой триггер можно получить из RS -триггера, подав на R -вход инвертированный сигнал с S -входа (рис. 9.4, а). Условное обозначение D -триггера со статическим управлением показано на рис. 9.4, б. Из временных диаграмм, приведенных на рис. 9.4, в можно увидеть, что при $C = 1$ триггер работает как повторитель ($Q = D$), а при переходе сигнала на входе C от логической единицы к логическому нулю триггер запирается и переходит в режим хранения (защелкивает информа-

цию со входа D). В отличие от RS -триггера D -триггер не имеет запрещенного состояния.

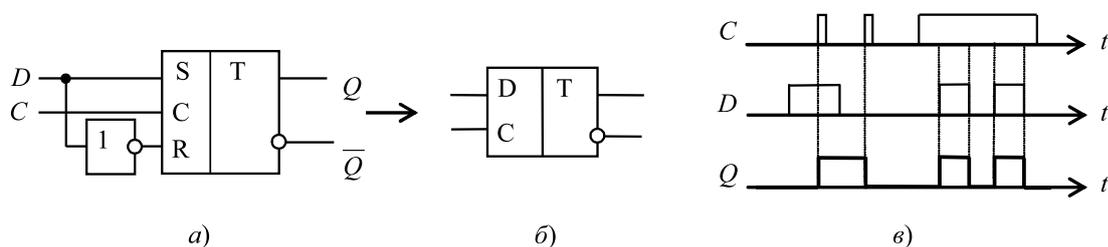


Рис. 9.4 – D -триггер со статическим управлением

Статический синхронный триггер реагирует на входные сигналы в течение всего времени, пока тактовый сигнал C равен единице. Часто, однако, требуется триггер, в котором считываемая информация не передавалась бы непосредственно на выход, а появлялась там только тогда, когда все схемы уже заперты. Этим свойством обладают триггеры с динамическим управлением.

D -триггер с динамическим управлением, тактируемый фронтом тактового импульса, можно выполнить по двухступенчатой схеме, показанной на рис. 9.5, a . При $C = 0$ триггер первой ступени повторяет сигнал D , но триггер второй ступени защелкнут (находится в режиме хранения). При переходе к $C = 1$ первый триггер защелкивает на своем выходе информацию со входа D , а второй повторяет ее на своем выходе. Таким образом, двухступенчатый триггер по фронту тактового импульса защелкивает на своем выходе уровень сигнала со входа D и сохраняет его до следующего фронта. Триггеры с динамическим управлением необходимы для построения счетчиков и регистров сдвига. Из двух вариантов УГО динамического входа, приведенных на рис. 9.5, b и $в$, в дальнейшем будем использовать вариант b , меняя направление косой черты для обозначения входа при тактировании по срезу импульса.

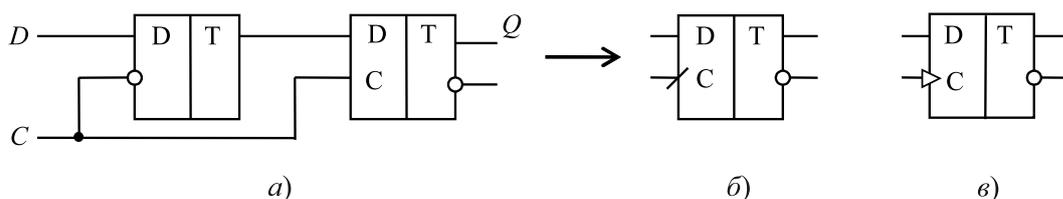


Рис. 9.5 – D -триггер задержки с динамическим управлением

T -триггер

T -триггер (от английского Toggle — опрокидываться, кувыраться). Он имеет только тактовый вход T и меняет свое состояние на противоположное по фронту или срезу каждого нового тактового импульса (рис. 9.6). На рисунке слева направо показаны: реализация T -триггера на базе D -триггера с динамическим управлением, на базе RS -триггера и УГО T -триггера. На рисунке также показаны временные диаграммы его работы. Каждый раз по фронту сигнала T изменяется уровень напряжения на выходе Q . Частота изменения потенциала на выходе T -триггера в два

раза меньше частоты импульсов на его тактовом входе. Это свойство T -триггера используется при построении двоичных счетчиков, а T -триггер называют также счетным триггером.

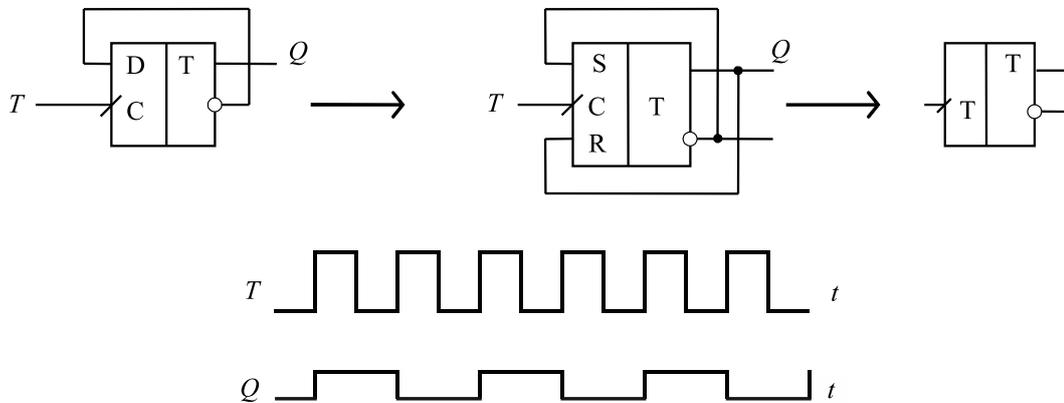


Рис. 9.6 – Счетный триггер и временные диаграммы его работы

JK-триггер

JK -триггер выполняет наиболее универсальные функции (J — Jerk — резкое движение, толчок; K — Kill — ликвидировать). Он строится на базе RS-триггера с динамическим тактовым входом (рис. 9.7), но, в отличие от него, в JK -триггере устранено запрещенное состояние при $J = K = 1$. При совпадении логических единиц на информационных входах J и K он работает как счетный (режим переключения), т. е. меняет свое состояние на противоположное при каждом новом такте. Логическая 1 на входе J устанавливает триггер в состояние единицы (режим записи 1, установка), логическая 1 на входе K переводит триггер в состояние логического нуля (режим записи 0, сброс) при наличии тактирования. При наличии логических нулей на входах J и K тактовый импульс не меняет состояние триггера (режим хранения).

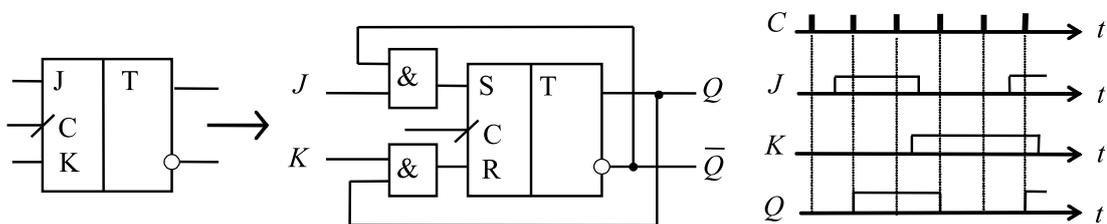


Рис. 9.7 – JK -триггер

Работу триггеров можно описать таблицей состояний и функциями переходов (рис. 9.8). Функции переходов синхронных триггеров описывают состояние триггера Q^+ после прихода очередного тактового импульса (его фронта или среза) как логическую функцию входных сигналов и исходного состояния триггера Q до прихода тактового импульса.

Примеры микросхем триггеров приведены на рис. 9.9. Наряду с тактируемыми, микросхемы К555М2 и К555ТВ6 имеют дополнительные входы для предвари-

тельной установки в единичное или нулевое состояние (комбинированные триггеры). При этом входы установки \bar{R} и \bar{S} являются асинхронными (приоритетными). Предельная частота функционирования триггеров К555ТМ2 составляет 25 МГц, К555ТВ6–30 МГц.

$S(J)$	$R(K)$	Q^+	
		RS	JK
0	0	Q	Q
0	1	0	0
1	0	1	$\frac{1}{Q}$
1	1	x	$\frac{1}{Q}$

$Q^+ = D$ – для D -триггера;

$Q^+ = \bar{Q}J + Q\bar{K}$ – для JK -триггера;

$Q^+ = Q \oplus T$ – для T -триггера;

$Q^+ = S + Q\bar{R}$, $RS = 0$ – для RS -триггера.

Рис. 9.8 – Таблица состояний RS - и JK -триггеров и функции переходов триггеров

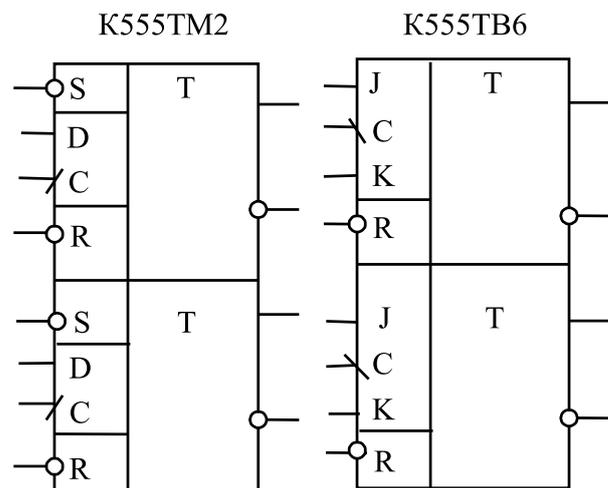


Рис. 9.9 – Интегральные микросхемы триггеров

9.2 Счетчики

Цифровое устройство, циклически меняющее свои состояния под действием импульсов, подаваемых на один вход, называется счетчиком. Количество тактов, через которое повторяется исходное состояние счетчика, называют коэффициентом пересчета (модулем счета) $K_{сч}$. Счетчики строят из цепочек триггеров с динамическим управлением.

По коэффициенту пересчета различают счетчики двоичные ($K_{сч} = 2^n$, где n – разрядность счетчика), десятичные ($K_{сч} = 10^n$, где n – количество декад счетчика), с произвольным постоянным $K_{сч}$, с изменяемым $K_{сч}$ (программируемые).

По направлению счета счетчики делятся на суммирующие, вычитающие, реверсивные.

По способу организации внутренних связей между триггерами счетчики могут быть асинхронными (с последовательным переносом) и синхронными (с параллельным переносом). Синхронные счетчики обладают большим быстродействием.

Асинхронные двоичные счетчики строят из цепочки счетных триггеров, соединяя выход предыдущего со входом последующего. Такой счетчик реализован на микросхеме K155ИЕ5 (рис. 9.10). На рисунке приведена цоколевка микросхемы.

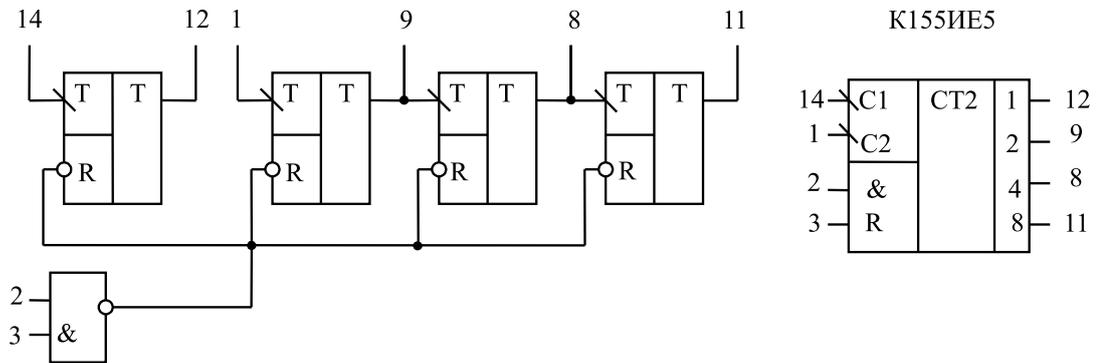


Рис. 9.10 – Асинхронный двоичный счетчик K155ИЕ5

При совпадении логических единиц на выводах 2 и 3 счетные триггеры сбрасываются в нулевое состояние. При замыкании выводов 1 и 12 получается четырехразрядный двоичный счетчик. Частота счетных импульсов последовательно делится в два раза каждым триггером. При этом счетчик проходит 16 состояний (с 0 по 15), каждому из которых соответствует четырехразрядный код на выходах с весовыми коэффициентами 8, 4, 2, 1.

В *синхронном* двоичном счетчике (рис. 9.11) счетный импульс T воздействует сразу на все триггеры. Первый триггер работает как счетный. При каждом последующем импульсе триггеры меняют свое состояние на противоположное, когда все предыдущие находятся в единичном состоянии. Устройство реализует алгоритм работы суммирующего двоичного счетчика с $K_{сч} = 16$.

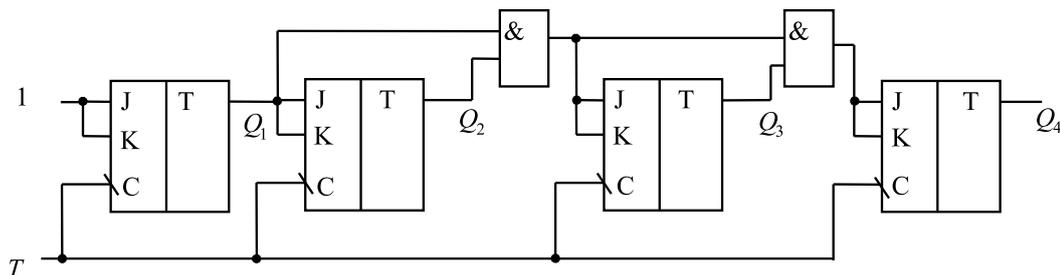


Рис. 9.11 – Четырехразрядный синхронный двоичный счетчик

9.3 Регистры

Регистры представляют собой цепочки триггеров и предназначены для записи, хранения, сдвига и считывания из них двоичной информации (полубайта, байта и т. д.).

Различают регистры сдвиговые (со сдвигом вправо, влево и реверсивные), с параллельной загрузкой, универсальные, кольцевые и файловые.

Регистры сдвига

Регистры сдвига строятся на D -триггерах с динамическим управлением. Тактовые входы объединяются, вход D первого триггера служит для приема информации, а входы D последующих подключаются к прямым выходам предыдущих (рис. 9.12).

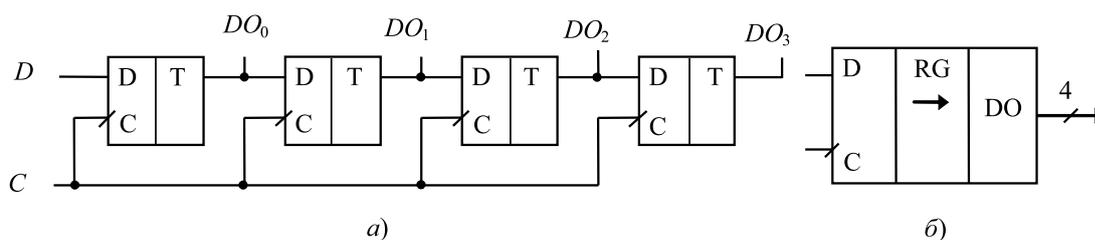


Рис. 9.12 – Построение регистра сдвига на D -триггерах (а) и его УГО (б)

За четыре такта C (четыре синхроимпульса) последовательную информацию со входа D можно преобразовать в параллельную на выходах DO_0 – DO_3 .

Регистры с параллельной загрузкой

Регистры с параллельной загрузкой также чаще строят на D -триггерах, объединяя их тактовые входы. Микросхемы регистров памяти могут тактироваться потенциалом (К580ИР82) или фронтом (К555ИР27) тактового импульса (рис. 9.13). Обязательным условием при записи данных в регистр является их фиксация до поступления такта. Хранимые данные с выхода первой микросхемы читаются при логическом нуле на входе \overline{OE} (разрешение выхода). При логической единице на входе \overline{OE} выходы микросхемы находятся в высокоимпедансном состоянии. Запись информации в микросхему К555ИР27 происходит по фронту тактового импульса только при логическом нуле на входе \overline{L} (Load – разрешение загрузки). При $\overline{L} = 1$ имеет место режим хранения данных в регистре.

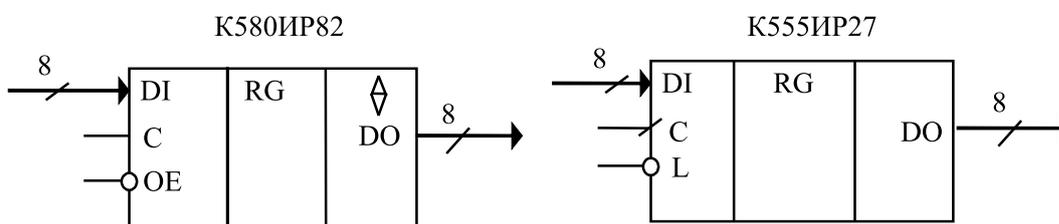


Рис. 9.13 – Микросхемы параллельных регистров

Кольцевые регистры

Иногда желательно осуществлять многократный последовательный вывод информации (регенерацию) из регистра без ее стирания. Для этого необходимо снова

ввести данные с помощью обратной связи. Пример схемы кольцевого регистра, который предоставляет такую возможность, показан на рис. 9.14.

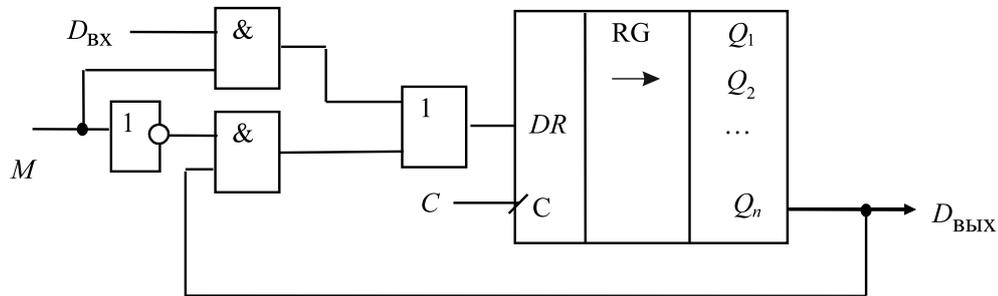


Рис. 9.14 – Кольцевой регистр

До тех пор, пока на управляющем входе M (Mode — Режим) поддерживается уровень логической единицы, $DR = D_{\text{вх}}$, обратная связь не действует. За первые n тактов в сдвиговом регистре RG запоминается n -разрядный входной код $D_{\text{вх}}$. Если теперь подать $M = 0$, то $DR = Q_n$ и выведенный из регистра код поразрядно поступает на вход. После n тактовых импульсов регистр сдвига опять находится в исходном состоянии. Следовательно, логическое состояние на входе управления M определяет, вводится ли новая информация или в регистре циркулирует старая.

9.4 Оперативные запоминающие устройства (ОЗУ)

Элементом памяти ОЗУ статического типа (RAM) служит триггер на биполярных или полевых транзисторах, ОЗУ динамического типа (DRAM) — конденсатор, специально сформированный внутри МОП-структуры.

Структурная схема ОЗУ с организацией $4K \times 1$ приведена на рис. 9.15. Младшие шесть разрядов 12-разрядного адреса ячейки с помощью дешифратора $DC Y$ определяют одну из 64-х вертикальных, а старшие — с помощью дешифратора $DC X$ одну из 64-х горизонтальных шин матрицы памяти, на пересечении которых находится запоминающий элемент. Разрядные шины, которые используются для записи и считывания информации, являются общими для всех ячеек матрицы.

Устройство управления определяет режим работы схемы ОЗУ. По сигналу CS разрешаются или запрещаются операции записи или считывания. Сигнал CS позволяет выбрать требуемую микросхему памяти в ЗУ, состоящем из ряда микросхем. Подача сигнала логической 1 на вход W/R при наличии $CS = 1$ позволяет выбрать режим записи. Если же сигнал $W/R = 0$, то микросхема будет работать в режиме считывания.

Данные, подлежащие записи, поступают на вход DI , а данные, подлежащие считыванию, снимаются с выхода DO . Устройства записи и считывания обеспечивают прием и выдачу сигналов информации с уровнями, согласующимися с серийными цифровыми микросхемами.

Взаимодействие каждой запоминающей ячейки и устройства управления можно наблюдать по структурной схеме рис. 9.16, где обозначено: DI (Data Input) — входной информационный сигнал; DO (Data Output) — выходной информационный

сигнал; W/R (Write/Read) — запись/чтение; CS (Chip Select) — выбор кристалла; X_i , Y_i — горизонтальные и вертикальные линии матрицы.

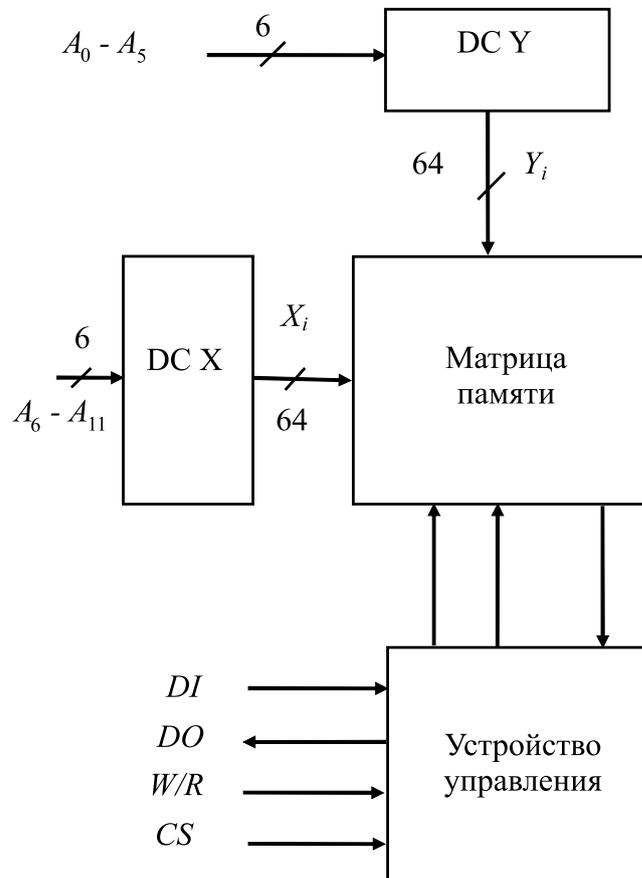


Рис. 9.15 – Структурная схема ОЗУ

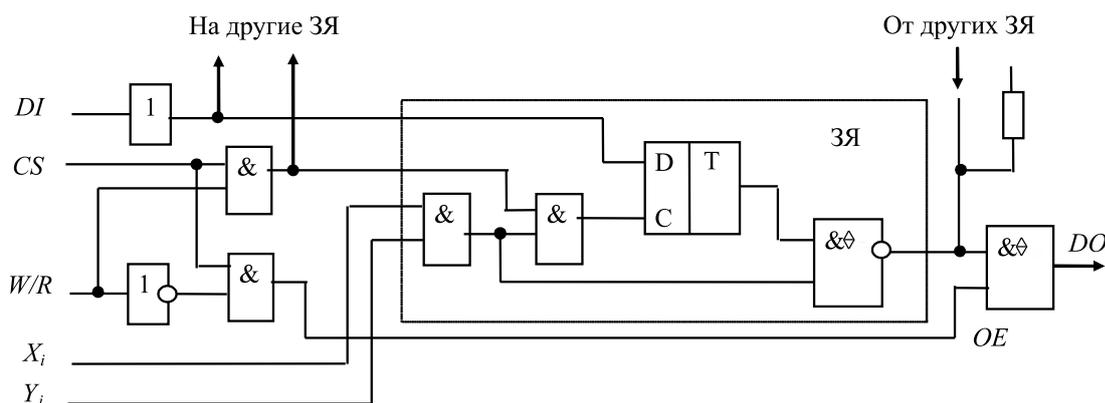


Рис. 9.16 – Структурная схема запоминающей ячейки

Сигнал DI подается на буфер, выходной сигнал которого поступает на информационные входы всех запоминающих ячеек. Сигнал $\overline{OE} = W/R \cdot CS$ управляет Z -состоянием выходного буфера. Выходной каскад каждой ЗЯ выполнен на элементе с открытым коллекторным выходом, что позволяет объединить при монтаже выходы всех ячеек памяти.

На рис. 9.17 в качестве примера показано УГО микросхемы ОЗУ K537PY9 с емкостью памяти 2 килобайта. Микросхема имеет двунаправленную шину данных с возможностью ее перевода в третье состояние. При записи данных логический ноль подается на вход разрешения записи WE (Write Enable), при чтении — на вход OE (Output Enable).

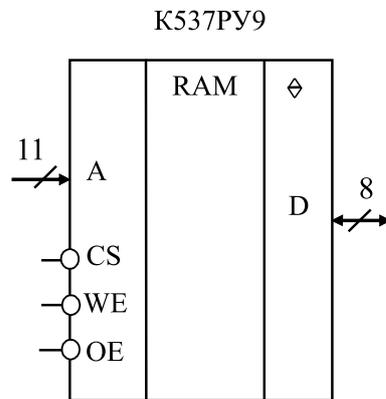


Рис. 9.17 – УГО микросхемы ОЗУ K537PY9



Контрольные вопросы по главе 9

1. В чем отличие триггера синхронного от триггера асинхронного?
2. Перечислите типы триггеров и нарисуйте их УГО.
3. Постройте временные диаграммы синхронного *RS*-триггера.
4. Постройте временные диаграммы динамического *D*-триггера.
5. Постройте временные диаграммы *JK*-триггера.
6. Нарисуйте схему трехразрядного асинхронного двоичного счетчика.
7. Поясните назначение кольцевого регистра.
8. Нарисуйте и поясните структурную схему ОЗУ.
9. Нарисуйте УГО ОЗУ с емкостью памяти 4 мегабайта.

Глава 10

ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ



.....
Так как большинство датчиков и исполнительных устройств работают с аналоговыми сигналами, а обработку и хранение информации удобнее производить в цифровой форме, требуются устройства для преобразования формы представления информации: аналого-цифровые (АЦП) и цифроаналоговые (ЦАП) преобразователи.
.....

В самом общем случае преобразование аналог-цифра выполняют в два этапа. Сначала непрерывно изменяющийся сигнал заменяют его значениями в дискретные моменты времени, т. е. проводят дискретизацию во времени. Затем эти значения сигнала подают на вход АЦП, который с некоторым шагом квантования по уровню ΔU представляет их цифровым эквивалентом в виде двоичного кода.

Дискретизация во времени считается выполненной корректно, если возможно однозначное восстановление исходного аналогового сигнала. При этом (согласно теореме Котельникова) необходимо, чтобы частотный спектр сигнала был ограничен некоторой верхней граничной частотой f_b , а частота дискретизации f_d должна быть больше или равна $2 f_b$.

Если широкополосный сигнал не удовлетворяет первому из этих условий, его пропускают через фильтр нижних частот с частотой среза f_b . Дискретизацию во времени быстроизменяющегося сигнала осуществляют с помощью устройств выборки-хранения (УВХ), фиксируя его мгновенные значения в моменты времени, определяемые частотой f_d следования импульсов выборки, в виде напряжения на запоминающем конденсаторе. Обычно выбирают частоту дискретизации равной

$f_d = (3-10)f_v$. АЦП должен закончить преобразование уровня в цифровую форму до поступления следующего импульса выборки. Заметим, что при достаточно быстроедействующем АЦП исходный аналоговый сигнал может быть непосредственно подан на вход АЦП, который в этом случае корректно выполняет как дискретизацию во времени, так и квантование по уровню.

Основными характеристиками ЦАП и АЦП являются быстродействие и погрешность преобразования, определяемая абсолютной погрешностью преобразования и относительной разрешающей способностью. Быстродействие ЦАП и АЦП характеризуется временем преобразования: для ЦАП это отрезок времени после поступления входного двоичного кода до установления выходного аналогового сигнала, для АЦП — интервал времени от его пуска до момента получения выходного двоичного кода.

Абсолютная погрешность преобразования равна половине шага квантования по уровню ΔU . При шаге квантования ΔU n -разрядный ЦАП должен обеспечить 2^n различных значений выходного напряжения, максимальное значение которого называют напряжением полной шкалы $U_{\text{шк}} = (2^n - 1)\Delta U$. Относительной разрешающей способностью δ называют отношение шага квантования ΔU к напряжению полной шкалы $U_{\text{шк}}$.

10.1 Цифроаналоговые преобразователи

Для преобразования двоичного кода в аналоговый сигнал формируются токи, пропорциональные весам разрядов кода, а затем суммируются те из них, которые соответствуют единичным разрядам входного кода. Основными элементами ЦАП являются источник опорного напряжения, аналоговые ключи, резистивная матрица и суммирующий операционный усилитель.

ЦАП с матрицей двоично-взвешенных резисторов

Схема ЦАП показана на рис. 10.1. Транзисторные ключи S_0-S_3 , управляемые параллельным двоичным кодом, которому соответствует десятичный эквивалент $N_{\text{вх}}$ в диапазоне от 0 до 15, осуществляют коммутацию $U_{\text{оп}}$ на соответствующие входы сумматора. Выходное напряжение определяется соотношением

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{оп}}R_{\text{ос}}}{8R}N_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{оп}}}{16}N_{\text{вх}} = \Delta U \cdot N_{\text{вх}},$$

т. е. пропорционально значению входного кода. Недостатками рассмотренной схемы являются, во-первых, жесткие требования по точности подгонки сопротивлений резистивной матрицы и, во-вторых, изменения величины $U_{\text{оп}}$ за счет наличия внутреннего сопротивления источника, нагрузка которого меняется при коммутации разрядов.

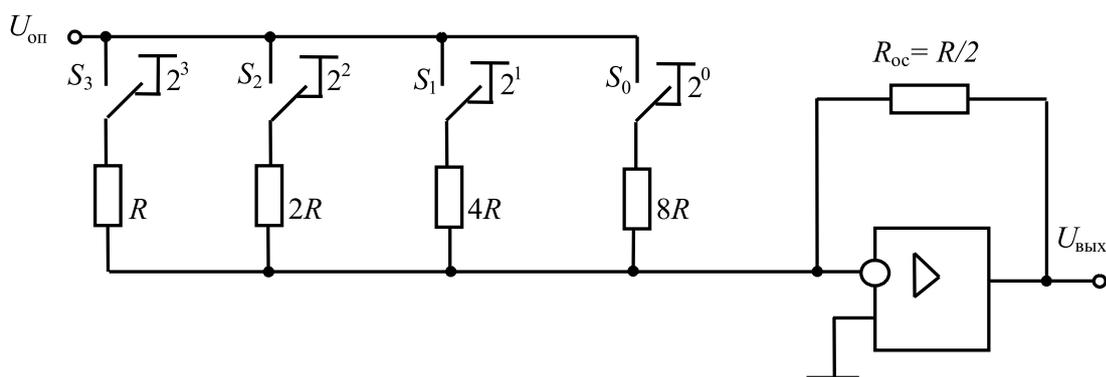
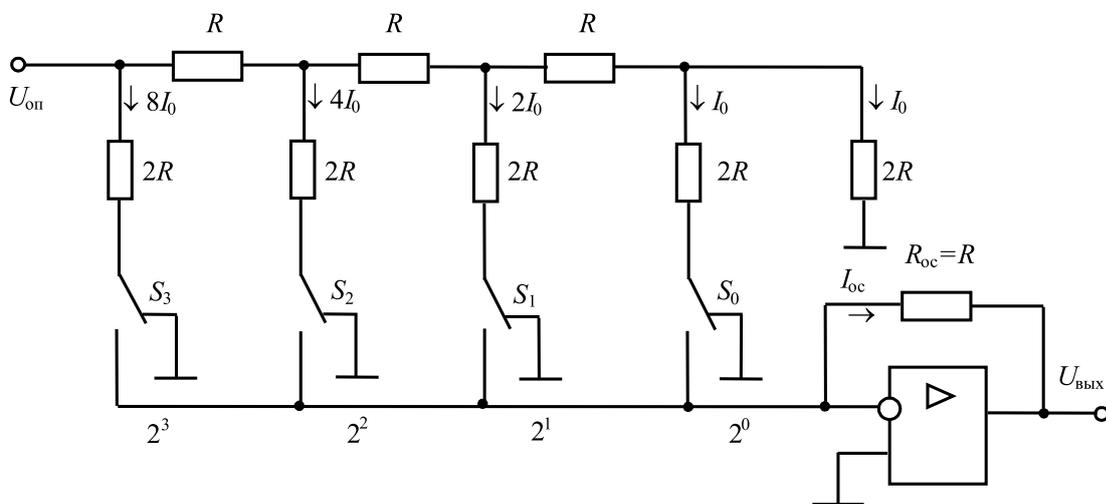


Рис. 10.1 – ЦАП с матрицей двоично-взвешенных резисторов

ЦАП на основе матрицы R - $2R$ с перекидными ключами

Этот ЦАП свободен от указанных недостатков. Схема четырехразрядного ЦАП показана на рис. 10.2. Входное сопротивление такой матрицы не зависит от числа ячеек и всегда равно R , а токи резисторов $2R$ в соседних ячейках отличаются в два раза. ОУ выполняет функцию преобразователя суммарного тока в выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = -I_{\text{ос}}R_{\text{ос}} = -N_{\text{ВХ}}I_0R_{\text{ос}} = -\frac{U_{\text{оп}}}{16R}N_{\text{ВХ}}R = \Delta UN_{\text{ВХ}}.$$

Рис. 10.2 – ЦАП с матрицей R - $2R$

На матрице R - $2R$ выполнен 10-разрядный ЦАП К572ПА1 с временем преобразования 5 мкс. Микросхема содержит КМОП-ключи и матрицу резисторов. При реализации ЦАП используется дополнительный ОУ. Такой ЦАП иногда называют умножающим, т. к. его выходное напряжение можно рассматривать как результат умножения аналоговой величины $U_{\text{оп}}$ на другую величину, задаваемую кодом $N_{\text{ВХ}}$.

10.2 Аналого-цифровые преобразователи

Аналого-цифровые преобразователи можно разбить на два типа: последовательного действия (развертывающего типа) и параллельного действия. К АЦП развертывающего типа относят АЦП с последовательным счетом, с поразрядным кодированием (АЦП последовательных приближений) и интегрирующие АЦП.

Структурная схема АЦП последовательного счета представлена на рис. 10.3. Постоянное положительное напряжение $U_{вх}$ поступает на не инвертирующий вход компаратора. На его инвертирующий вход подается выходное напряжение ЦАП, который совместно с двоичным счетчиком и генератором тактовых импульсов G выполняет функцию генератора ступенчато нарастающего напряжения. Цикл преобразования начинается по команде «Пуск». Счетчик сбрасывается в нулевое состояние, и компаратор разрешает прохождение импульсов генератора G на суммирующий вход счетчика. Двоичный код счетчика пробегает значения натурального числового ряда, а напряжение на выходе ЦАП ступенчато нарастает в соответствии с его характеристикой преобразования. В момент времени, когда это напряжение сравнивается с $U_{вх}$, срабатывает компаратор, прекращая работу счетчика. При нулевом уровне сигнала «Конец преобразования» выходной код счетчика соответствует цифровому эквиваленту входного аналогового сигнала. Недостаток АЦП последовательного счета — низкое быстродействие, из-за чего они чаще всего применяются в низкочастотных цифровых вольтметрах.

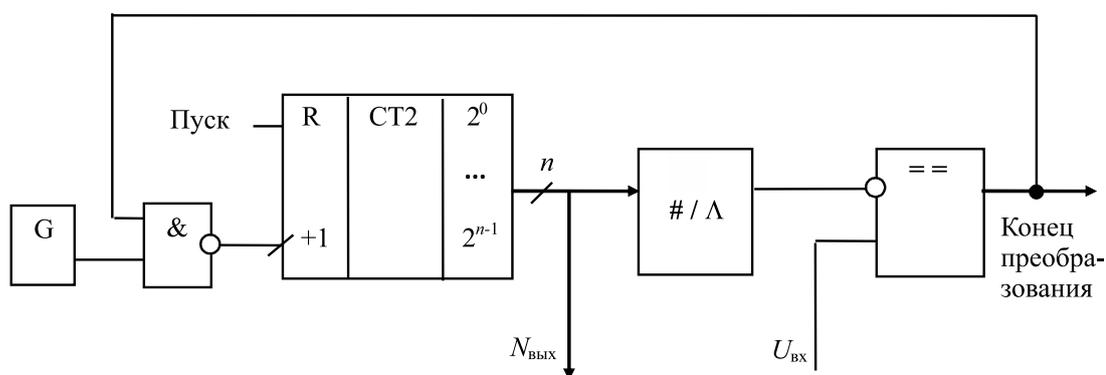


Рис. 10.3 – АЦП последовательного счета

В АЦП поразрядного уравнивания удается выполнить цикл преобразования за n тактовых импульсов (рис. 10.4). Главное его отличие от АЦП по схеме рис. 10.3 состоит в том, что в нем двоичный счетчик заменен на регистр последовательных приближений.

Сначала $U_{вх}$ сравнивается с напряжением $U_{ЦАП}$ при коде с единственной единицей в старшем разряде. Если окажется, что $U_{вх} > U_{ЦАП}$, единицу в старшем разряде надо оставить, если нет — сбросить. Далее устанавливается единица в следующем разряде, и описанная процедура повторяется. Процесс заканчивается определением содержимого самого младшего разряда.

В исходное нулевое состояние все разряды RG устанавливаются импульсом сброса на входе R . АЦП запускается сигналом «Пуск» на входе разрешения E , причем весь цикл преобразования завершается за n тактовых импульсов генератора G , где n — разрядность АЦП. По фронту каждого тактового импульса в регистре

устанавливается один из его разрядов, но окончательное состояние этого разряда определяется логическим уровнем на входе D в момент среза тактового импульса, задаваемым компаратором. Например, 10-разрядный АЦП последовательных приближений реализован в виде микросхемы К1113ПВ1.

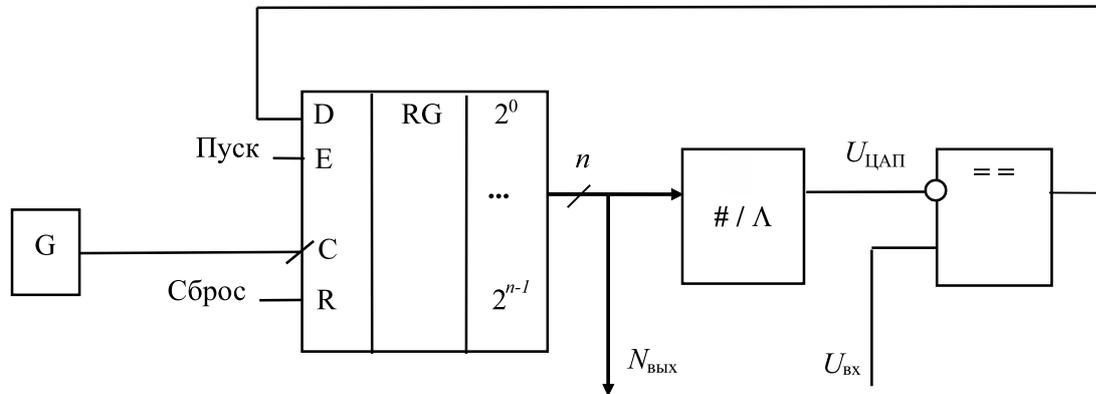


Рис. 10.4 – АЦП с поразрядным уравниванием

10.3 Системы сбора данных

Применяя микропроцессоры для управления сложными производственными процессами, можно обрабатывать в реальном масштабе времени сигналы от многих источников и датчиков. Устройства, осуществляющие нормализацию и аналого-цифровое преобразование сигналов с последующим вводом в микропроцессор, называют системами сбора данных (рис. 10.5). В рассматриваемой схеме используется один АЦП с УВХ, работающий совместно с аналоговым мультиплексором, который преобразует многоканальную информацию в одноканальную и подает ее последовательно на АЦП. Коммутацию очередного канала можно совместить с процессом преобразования в АЦП информации из предыдущего канала.

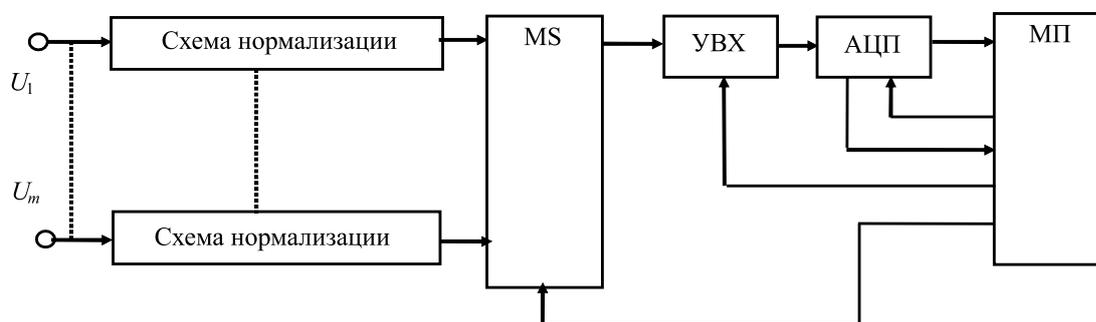


Рис. 10.5 – Система сбора данных с мультиплексированием аналоговых сигналов

В состав схемы нормализации обычно входят масштабирующие усилители, согласующие максимальный уровень сигнала с напряжением полной шкалы АЦП, и фильтры нижних частот, защищающие АЦП от шумов и помех с частотой выше самой высокой информативной составляющей сигнала.



.....
Контрольные вопросы по главе 10
.....

1. Поясните термин «полная шкала $U_{\text{шк}}$ » в случае ЦАП и АЦП.
2. Что такое шаг квантования по уровню ΔU ?
3. Рассчитайте шаг квантования по уровню ΔU , если полная шкала $U_{\text{шк}} = 10$ В, разрядность АЦП $n = 10$.
4. Назовите и поясните недостатки ЦАП с матрицей двоично-взвешенных резисторов.
5. Поясните работу ЦАП с резистивной матрицей $R-2R$.
6. Поясните работу АЦП последовательного счета.
7. Поясните работу АЦП с поразрядным уравниванием.
8. Каково назначение и принцип работы системы сбора данных?

Глава 11

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

11.1 Нанозлектроника

Изобретение транзистора в 1947 году привело к бурному развитию транзисторных полупроводниковых технологий, которые легли в основу современной электроники [3]. За полвека транзистор уменьшился примерно в сто тысяч раз по линейному размеру и в 10¹⁰ раз — по массе, и сегодня мы наблюдаем появление нанотранзисторов, то есть транзисторов, размеры которых исчисляются нанометрами. Уже сейчас микроэлектронной промышленностью в опытном порядке создаются транзисторы с размером рабочих элементов 20–30 нм. Они еще способны работать с обычными электрическими сигналами.

Однако при таком радикальном уменьшении линейных размеров происходит реальное изменение качества работы, так как свойства самих электрических сигналов в наном мире оказываются существенно иными, нежели в микромире. Электрический ток теперь нельзя представлять в виде некоего подобия «электрической жидкости» или «электронного газа», протекающих через управляемый вентиль, поскольку в наном мире на первый план выходит квантованность электрического заряда.

Термин «нанозлектроника» [6] относительно новый и пришел на смену более привычному для старшего поколения термину «микроэлектроника», под которым понимали передовые для 60-х годов технологии полупроводниковой электроники с размером элементов порядка одного микрона. Нанозлектроника связана с разработкой архитектур и технологий производства функциональных устройств электроники с топологическими размерами элементов на порядки меньше, не превышающими 100 нм, а иногда и 10 нм.

Главной особенностью нанозлектроники является в первую очередь не простое механическое уменьшение размеров, а то, что для элементов таких размеров начинают преобладать квантовые эффекты, использование которых может стать

очень перспективным. При переходе от микро- к нанoeлектронике появляющиеся квантовые элементы зачастую мешают, например работа обычного транзистора затрудняется из-за появления туннелирования носителей заряда, однако в новой электронике квантовые эффекты становятся основой.

Уже в 70–80 годы в полупроводниковую технику вошли такие наноразмерные структуры, как гетеропереходы, сверхрешетки, квантовые ямы и квантовые точки. Для их создания были разработаны соответствующие технологические процессы, представляющие собой логическое развитие и совершенствование полупроводниковой классики: эпитаксии, диффузии, имплантации, напыления, окисления и литографии. В производство электронных компонентов стали внедряться такие технологии, как молекулярно-лучевая эпитаксия, ионно-плазменная обработка, ионно-лучевая имплантация, фотонный отжиг и многие другие.

Следующим открытием, по мнению многих ученых, определившим облик электронных схем будущего, стало появление нанотрубок и графена.

Нанотрубка представляет собой цилиндрическую структуру толщиной в несколько атомов, которая в зависимости от размера и формы может обладать проводящими либо полупроводниковыми свойствами. Например, если трубка прямая, она является проводником, а если скручена или изогнута — полупроводником. Нанотрубки могут придать электронным схемам революционные механические и оптические свойства, или, говоря простым языком, сделать электронику гибкой и прозрачной. Нанотрубки более подвижны и не задерживают свет в тонком слое, так что опытные матрицы с интегральными схемами можно изгибать без потери электронных свойств.

Графен — один из самых известных видов материалов, при создании которых использовались нанотехнологии. Графен — двумерный кристаллический углеродный наноматериал, который можно представить себе как пластину, состоящую из атомов углерода. Данный материал обладает уникальными токопроводящими свойствами, которые позволяют ему служить как очень хорошим проводником, так и полупроводником. Кроме того, графен чрезвычайно прочен и выдерживает огромные нагрузки как на разрыв, так и на прогиб. В настоящее время графен получают путем отшелушивания чешуек от частиц графита, однако существуют разработки, позволяющие получать данный материал в промышленных масштабах. Данный материал впервые получен и открыт группой российских ученых из Манчестерского университета. Графен рассматривается как первый кандидат для применения в компьютерах, мониторах, солнечных батареях и гибкой электронике.

Еще одной областью, в которой старые методы уступают место нанотехнологиям, является создание накопителей информации.

Возможности современных накопителей информации приближаются к своему пределу и в этой связи чрезвычайно актуальной является проблема создания накопителей, работающих на новых принципах. Идеи из области нанотехнологий обращаются к различным физическим принципам. Одним из подходов является создание схем одноэлектронной памяти, где два-три электрона хранят один бит информации (в современной микроэлектронной памяти для хранения одного бита информации задействовано около 10.000 электронов).

Эффект хранения информации в ячейке памяти создается за счет нескольких туннельных переходов, которые определенным образом коммутированы с конден-

сатором хранения информации. Таким образом, в один квадратный сантиметр можно вместить порядка 500 гигабит информации. Скорость записи и стирания информации у такого запоминающего элемента в 50–100 раз выше, чем у современных устройств.

Мы видим, что переход к наноэлектронике в определенной степени базируется на достижениях микроэлектроники — использование уменьшающихся до атомарных размеров транзисторов и диодов и собранных из них схем. В то же время будущее сулит новые достижения на основе новых принципов работы на уровне отдельных атомов — использование квантовых эффектов, волновых свойств электрона и других явлений наномира.

11.2 Мемристор: «недостающий элемент»

Идея мемристора [7], реализованная на практике спустя 37 лет после её теоретического обоснования, может лечь в основу накопителей и компьютеров принципиально нового типа. Первый опытный образец мемристора именно как функционального элемента электрической цепи был создан в лабораториях американской компании Hewlett-Packard в апреле 2008 года группой учёных под руководством Стенли Уильямса. В НР считают, что мемристоры скоро начнут вытеснять с рынка флэш-память, к 2014–2016 гг. они смогут заменить чипы оперативной памяти и жёсткие диски, а в 2020 году могут появиться и мемристорные компьютеры. Познакомимся с принципом работы и способами физической реализации этого интересного элемента.

Для начала немножко теории. Электрическая цепь может описываться четырьмя физическими величинами: в каждой точке (сечении) — силой тока (i) и зарядом (q), между двумя точками (поверхностями) — напряжением или разностью потенциалов (v) и магнитным потоком (φ). Все эти четыре величины попарно соотносятся друг с другом, причём эти соотношения представлены в физических элементах электросхемы (рис. 11.1). Так, резистор R (сопротивление) реализует взаимосвязь силы тока и напряжения, конденсатор C (ёмкость) — напряжения и заряда, катушка индуктивности L — магнитного потока и силы тока. Эти три пассивных элемента — резистор, конденсатор и катушка индуктивности считаются базовыми в электротехнике, поскольку электрическую схему любой сложности теоретически можно свести к эквивалентной схеме, построенной исключительно из сопротивлений, ёмкостей и индуктивностей.

В 1971 году американский физик Леон О. Чуа из Калифорнийского университета в Беркли выдвинул гипотезу, согласно которой должен существовать четвёртый базовый элемент электросхемы, который описывал бы взаимосвязь магнитного потока с зарядом. Такой элемент невозможно составить из других базовых пассивных элементов, хотя уже тогда его можно было смоделировать с помощью комбинации активных элементов, например операционных усилителей.

Чуа назвал «недостающий» элемент мемристором — от слов «резистор» и «memory», то есть «память». Это название описывает одну из характеристик мемристора, так называемый гистерезис, «эффект памяти», означающий, что свойства этого элемента зависят от приложенной ранее силы. В данном случае сопротивление мемристора зависит от пропущенного через него заряда, что и позволяет

использовать его в качестве ячейки памяти. Это свойство было названо мемрезистивностью (M), значение которой есть отношение изменения магнитного потока к изменению заряда. Величина M зависит от количества заряда, прошедшего через элемент, то есть от того, как долго через него протекал электрический ток.

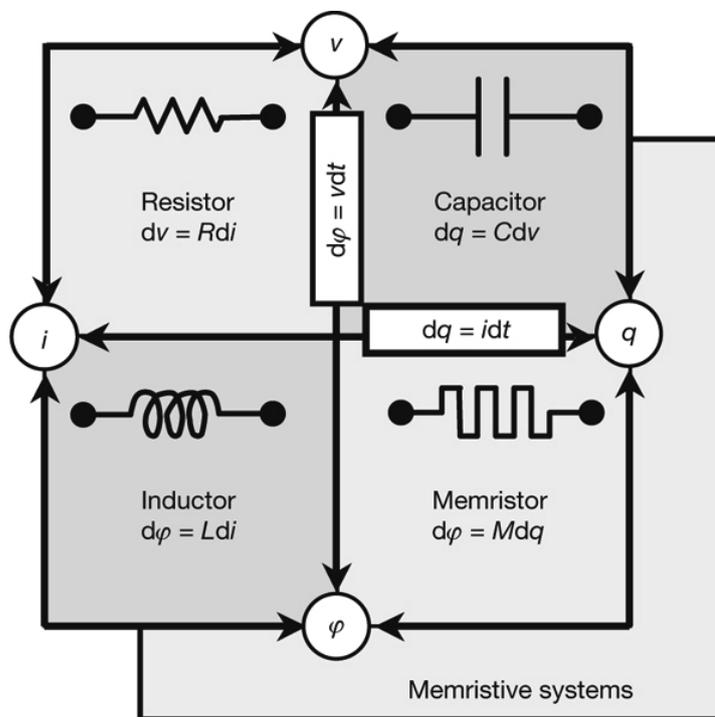


Рис. 11.1 – Мемристор — четвертый базовый элемент электросхемы

Принципиальное отличие мемристора от большинства типов современной полупроводниковой памяти и его главное преимущество перед ними заключаются в том, что он не хранит свои свойства в виде заряда. Это означает, что ему не страшны утечки заряда, с которыми приходится бороться при переходе на микросхемы нанометровых масштабов, и что он полностью энергонезависим. Проще говоря, данные могут храниться в мемристоре до тех пор, пока существуют материалы, из которых он изготовлен. Для сравнения: флэш-память начинает терять записанную информацию уже после года хранения без доступа к электрическому току.

Конструктивно мемристоры значительно проще флэш-памяти: они состоят из тонкой 50-нм плёнки, состоящей из двух слоёв — изолирующего диоксида титана и слоя, обеднённого кислородом. Плёнка расположена между двумя платиновыми 5-нм электродами. При подаче на электроды напряжения изменяется кристаллическая структура диоксида титана: благодаря диффузии кислорода его электрическое сопротивление увеличивается на несколько порядков (в тысячи раз). При этом после отключения тока изменения в ячейке сохраняются. Смена полярности подаваемого тока переключает состояние ячейки, причём, как утверждают в НР, число таких переключений не ограничено.

На практике мемристор может принимать не только обычные для обычных чипов памяти два положения — 0 или 1, но и любые значения в промежутке от

нуля до единицы, так что такой переключатель способен работать как в цифровом (дискретном), так и в аналоговом режимах.

В апреле 2010 года в НР объявили о существенном прогрессе в исследованиях мемристоров: в лабораториях компании разработаны образцы ячеек со стороной 3 нм и скоростью переключения около одной наносекунды.

Уже изученные свойства мемристоров позволяют говорить о том, что на их основе можно создавать компьютеры принципиально новой архитектуры, по производительности значительно превышающие полупроводниковые. Современные компьютеры построены на базе архитектуры фон Неймана: и данные, и программы хранятся в памяти машины в двоичном коде, причём вычислительный модуль отделён от устройств хранения, а программы выполняются последовательно, одна за другой. Прогрессивная в середине прошлого столетия, такая архитектура сегодня уже не отвечает требованиям, предъявляемым к компьютерной технике: программы стали намного сложнее, а объёмы обрабатываемых данных выросли на порядки, если не в десятки порядков.

Мемристорный компьютер не надо будет «загружать»: сразу после включения он будет готов продолжить работу, причём с того самого места, на котором она была прервана. По сравнению с современной техникой энергопотребление мемристорных машин будет ничтожным, а вычислительная мощность просто гигантской.



Контрольные вопросы по главе 11

1. Сделайте оценку изменения массогабаритных параметров биполярного транзистора за последние полвека.
2. Какие новые технологические процессы использует наноэлектроника?
3. Сделайте простое описание свойств нанотрубки.
4. Почему графен считается перспективным материалом для наноэлектроники?
5. Почему мемристор называют недостающим элементом электроники?
6. В чем заключается свойство мемрезистивности мемристора?

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Скорость, с которой происходят изменения в мире радиоэлектроники, поражает воображение. Радиоэлектроника своим развитием во многом предопределяет переход человечества в третьем тысячелетии в новое состояние — Глобальное информационное общество на базе Глобальной информационной инфраструктуры. Рождение этой принципиально новой инфраструктуры общества обусловлено основными тенденциями развития информационных радиоэлектронных технологий, каковыми являются:

- рост производительности микроэлектроники (размеры аппаратуры и компьютеров становятся все меньше, а их возможности — все больше);
- эволюция сетей передачи информации с выходом по пропускной способности на порог тера эры (волоконно-оптические системы, оптические квантовые усилители, солитонные режимы распространения оптических импульсов, фотонные технологии и т. д.);
- рост мобильности (технологии наземной и спутниковой персональной мобильной связи и др.);
- скачок трафика передачи данных (интернет, электронная почта и т. п.);
- конвергенция и интеграция различных информационных технологий и появление новых приложений.

То, что сейчас наметилось лишь в качестве тенденций в области информационных радиоэлектронных технологий, по-настоящему даст желаемый результат в XXI веке.

Вам, студенты ТУСУРа, предстоит своей настойчивостью и своим трудом в избранной Вами сфере деятельности влиться в созидательный процесс в широчайшем поле развития и совершенствования электронных средств, являющихся одной из основ прогресса современного общества.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Шибает А. А. Электротехника и электроника : учеб. пособие : в 2 ч. / А. А. Шибает. — Томск : Факультет дистанционного обучения, ТУСУР, 2010. — Ч. 1. — 232 с.
- [2] Шибает А. А. Электротехника и электроника : учеб. пособие : в 2 ч. / А. А. Шибает. — Томск : Факультет дистанционного обучения, ТУСУР, 2010. — Ч. 2. — 168 с.
- [3] Шибает А. А. Общая электротехника : учеб. пособие / А. А. Шибает. — Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. — 406 с. — ISBN 978-5-86889-355-1.
- [4] Головин О. В. Радиоприемные устройства : учебник для техникумов / О. В. Головин. — М. : Высш. шк., 1987. — 440 с. : ил.

Электронные источники

- [5] Аналоговая вычислительная машина (АВМ). Энциклопедический фонд России БСЭ. — URL: (www.russika.ru).
- [6] Исследования и разработки — Нанотехнологии. — URL: nanodigest.ru/content/category/2/16/39/.
- [7] Мемристор: «недостающий элемент» — Компьютерра-Онлайн. — URL: old.computerra.ru/vision/591537/.

ГЛОССАРИЙ

Амплитудная модуляция (АМ) — модуляция, при которой незатухающие колебания изменяются по амплитуде в соответствии с модулирующими его колебаниями более низкой частоты.

Амплитудная характеристика — зависимость амплитуды сигнала на выходе устройства от амплитуды сигнала на его входе.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) — зависимость амплитуды гармонического сигнала от частоты на выходе устройства при постоянной амплитуде на его входе. В радиотехнике по АЧХ определяют полосу пропускания частот, избирательность и др. параметры.

Аналого-цифровой преобразователь — устройство для автоматического преобразования аналоговых сигналов (например, напряжение или ток) в эквивалентные им дискретные сигналы, представленные цифровым кодом (например, двоичным или двоично-десятичным).

Аналоговая интегральная схема — интегральная схема, в которой осуществляется обработка аналоговых (непрерывных) сигналов.

Антенна — устройство для излучения и приёма радиоволн.

Боковые частоты — частоты составляющих спектра модулированных колебаний, расположенные по обе стороны от несущей частоты. По спектру боковых частот определяют необходимую полосу пропускания радиотехнических устройств и приборов.

Варикап — полупроводниковый диод с переменной емкостью p - n -перехода, которая управляется напряжением смещения на переходе.

Вентиль электрический — нелинейный прибор, проводимость которого в значительной мере зависит от направления электрического тока. В одном (прямом) направлении она значительно больше, чем в противоположном (обратном).

Генератор — электротехническое или радиотехническое устройство, создающее электроэнергию. В радиотехнике под генератором понимают некоторое устройство, обеспечивающее формирование переменных колебаний с заданными параметрами.

Гетеродин — маломощный ламповый или полупроводниковый генератор электрических колебаний, применяемый для преобразования частот в супергетеродинном радиоприёмнике.

Граничная частота — частота, на которой напряжение или ток в электрической цепи (фильтр, контур и т. д.) уменьшаются до определенного минимально допустимого значения (обычно 3дБ). Различают верхнюю и нижнюю граничные частоты, их разность определяет полосу пропускания устройства.

Демодуляция — процесс, обратный модуляции.

Детектор (демодулятор) — осуществляет преобразование модулированных высокочастотных колебаний, в результате которого получают колебания низкой частоты. Различают амплитудные, частотные и фазовые детекторы.

Децибел, dB — дольная единица от бела — единицы логарифмической относительной величины (десятичного логарифма отношения двух одноимённых физических величин — энергий, мощностей, звуковых давлений и др.) равна 0,1 бел.

Диапазоны радиоволн — с учётом особенностей распространения и генерирования весь диапазон радиоволн принято делить на ряд меньших диапазонов: сверхдлинные волны, длинные волны, средние волны, короткие волны, метровые волны, дециметровые волны, сантиметровые волны, миллиметровые волны и субмиллиметровые волны.

Задающий генератор — обычно маломощный генератор с самовозбуждением электрических колебаний высокой стабильности.

Зеркальный (симметричный) канал — один из дополнительных каналов супергетеродинного приемника.

Избирательность (селективность) — способность радиоприёмника отличать полезный радиосигнал от посторонних (мешающих радиоприёму) электромагнитных колебаний различного происхождения и выделять его.

Канал связи — канал передачи информации, включающий технические устройства и физическую среду передачи сигналов от передатчика к приемнику. Каналы связи различают по виду передаваемой информации (телеграфный, телефонный, радиовещательный и др. каналы), типу среды передачи (проводной, радиорелейный, радио и др. каналы) и т. д.

Каскад усиления — функциональный узел радиоэлектронного устройства, содержащий усилительный элемент (например, транзистор) и электрически связанный с предыдущим или последующим узлами устройства.

Квантование сигнала — преобразование непрерывного сигнала в последовательность импульсов (квантование по времени) или в сигнал с определенными значениями амплитуды (квантование по уровню), или одновременно по этим двум параметрам.

Ключ электронный — переключающий элемент, имеющий высокое электрическое сопротивление в закрытом и малое — в открытом состоянии.

Код — совокупность знаков (символов) и система определенных правил, при помощи которых информация может быть представлена (закодирована) в виде набора таких символов для передачи, обработки и хранения.

Линия связи — совокупность технических устройств и физической среды, обеспечивающих передачу сообщения от передатчика к приемнику.

Модуляция — модуляция колебаний — медленное по сравнению с периодом колебаний изменение амплитуды, частоты или фазы колебаний по определенному закону. Соответственно различаются амплитудная модуляция, частотная модуляция и фазовая модуляция.

Несущая частота — частота гармонических колебаний, подвергаемых модуляции сигналами с целью передачи информации. Колебания с несущей частотой иногда называют несущим колебанием.

Ограничитель — устройство, обеспечивающее постоянство уровня выходного напряжения или тока при значениях, выходящих за пределы порога ограничения.

Однополосная модуляция — управление электрическими колебаниями, при котором сообщение (сигнал) передается только на одной (выделенной) боковой полосе частот.

Оптрон — прибор, состоящий из излучателя света и фотоприемника, оптически связанных друг с другом и помещенных в общем корпусе. В качестве излучателя обычно применяют светодиод, в качестве фотоприемника — фоторезистор, фотодиод, фототранзистор и т. п.

Передающая антенна — производит преобразование токов высокой частоты, подводимых к ней в энергию свободных электромагнитных волн.

Повторитель — в радиотехнике — усилительный каскад с нулевым фазовым сдвигом и с коэффициентом усиления, близким к 1. Таким образом, форма сигнала на входе и выходе повторителя одинакова. Для повторителя характерно высокое активное входное и низкое выходное сопротивление.

Радиоканал — способ передачи информации с использованием для передачи радиоволн. Радиоканал состоит из радиопередатчика и радиоприемника.

Радиокомплекс — совокупность радиотехнических средств, решенных в техническом и эстетическом отношении как единая система.

Радиопередатчик — радиоэлектронное устройство для получения модулированных электрических колебаний в диапазонах радиочастот и их последующего излучения (антенной).

Радиоприемник — радиоэлектронное устройство, служащее для выделения принимаемого сигнала или какого-либо источника электромагнитного излучения, усиления и преобразования сигнала для его воздействия на соответствующее воспроизводящее устройство (например, громкоговоритель).

Радиоприемник прямого усиления — радиоприемник, в котором принимаемые радиосигналы усиливаются сначала (до детектора) непосредственно на несущей частоте, а затем (после детектора) осуществляется усиление на частотах модуляции. В настоящее время практически не применяется в профессиональной радиосвязи.

Радиосвязь — способ передачи информации на расстояние посредством излучения электромагнитных волн в диапазоне частот до 6 ТГц.

Радиоэлектроника — собирательное название ряда областей науки и техники, связанных с передачей и преобразованием информации на основе использования радиочастотных электромагнитных колебаний и волн; основные из них — радиотехника и электроника. Методы и средства радиоэлектроники применяются в большинстве областей современной техники и науки.

Резонансный усилитель мощности — усилитель высокой частоты, предназначенный для усиления мощности подводимых к нему высокочастотных колебаний.

Самовозбуждение — в радиотехнике — возникновение электрических колебаний в электронной системе при отсутствии внешних воздействий.

Сигнал — сигналами называют различные физические процессы, несущие в себе сообщение (информацию).

Умножитель частоты — электронное устройство, увеличивающее частоту подводимых к нему периодических электрических колебаний в целое число раз.

Фазовая модуляция — вид модуляции колебаний, при котором передаваемый сигнал управляет фазой несущего высокочастотного колебания.

Фазорасщепитель — в радиотехнике — устройство, преобразующее входной сигнал в два выходных сигнала, сдвинутых по фазе относительно друг друга на 180 градусов.

Фазочастотная характеристика — частотная характеристика, отражающая зависимость сдвига фазы между входным и выходным гармоническими колебаниями от их частоты.

Фильтр верхних частот (ФВЧ) — фильтр, область прозрачности которого простирается на частоты, большие некоторой граничной частоты.

Фильтр нижних частот (ФНЧ) — фильтр, область прозрачности которого простирается на частоты, меньшие некоторой граничной частоты.

Фильтр электрический — электрическое устройство, в котором из спектра поданных на его вход электрических колебаний выделяются (пропускаются на выход) составляющие, расположенные в заданной области частот, и не пропускаются все остальные составляющие.

Фильтр-пробка — режекторный контур, включенный в цепь, по которой необходимо устранить проникновение какого-либо сигнала в радиотехническое устройство.

Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) — устройство для автоматического преобразования дискретных сигналов, представленных цифровым кодом, в эквивалентные им аналоговые (непрерывные во времени) сигналы.

Цифровая интегральная схема — интегральная схема, в которой осуществляется обработка цифровых сигналов.

Частотная модуляция (ЧМ) — тип модуляции, при которой частота несущей изменяется пропорционально мгновенным значениям модулирующего сигнала, а амплитуда несущей остается неизменной.

Учебное издание

Шмбаев Анатолий Андреевич

**СХЕМО- И СИСТЕМОТЕХНИКА
ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ**

Учебное пособие

Корректор Осипова Е. А.

Компьютерная верстка Перминова М. Ю.

Подписано в печать 11.02.14. Формат 60x84/8.

Усл. печ. л. 22,32. Тираж 200 экз. Заказ

Издано в ООО «Эль Контент»
634029, г. Томск, ул. Кузнецова д. 11 оф. 17
Отпечатано в Томском государственном университете
систем управления и радиоэлектроники.
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40
Тел. (3822) 533018.