

22.58.3  
2304

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Гомельский государственный университет  
имени Франциска Скорины»

О. М. ДЕМИДЕНКО,  
М. К. ЕФИМЧИК

# ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Гомель  
УО «ГГУ им. Ф. Скорины»  
2009

РЕПОЗИТОРИЙ ГГУ ИМЕНИ Ф. СКОРИНЫ

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Гомельский государственный университет  
имени Франциска Скорины»

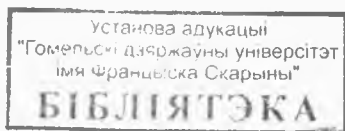
32 483  
8304

О. М. ДЕМИДЕНКО,  
М. К. ЕФИМЧИК

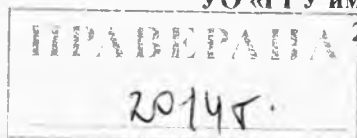
# ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

*Допущено Министерством образования  
Республики Беларусь  
в качестве учебного пособия  
для студентов высших учебных заведений  
по специальности «Физика»*

УК 8508



Гомель  
УО «ГГУ им. Ф. Скорины»



УДК 621.37 : 628.38 : 621.39 (075.8)

ББК 32 я 73

Д 304

Рецензенты:

кафедра ядерной физики УО «Белорусский государственный университет» (зав. кафедрой д-р техн. наук, профессор В. Е. Ямный); профессор кафедры «Электропривода и автоматизации промышленных установок и технологических комплексов» УО «Белорусский национальный технический университет», канд. техн. наук, профессор С. Н. Павлович

Рекомендовано к изданию научно-методическим советом учреждения образования «Гомельский государственный университет имени Франциска Скорины»

**Демиденко, О. М.**

Д 304 Основы радиоэлектроники : учеб. пособие для студентов высших учебных заведений по специальности «Физика» / О. М. Демиденко, М. К. Ефимчик; М-во образования РБ, Гомельский государственный университет им. Ф. Скорины. – Гомель : ГГУ им. Ф. Скорины, 2009. – 218 с.

ISBN 978–985–439–373–5

В учебном пособии рассмотрены: методы описания сигналов и систем; пассивные элементы с точки зрения их роли в радиоэлектронных устройствах и типовые линейные цепи. физические основы устройства и работы полупроводниковых приборов, их основные характеристики и режимы использования, принцип действия электронного усилителя и наиболее популярные схемы усилителей, даны краткие сведения об активных фильтрах; вопросы генерирования электрических сигналов; вопросы нелинейных и параметрических преобразований сигналов (умножение частоты, основные виды модуляции и детектирования, преобразование частоты); элементы цифровых систем; цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи; амплитудные многоканальные анализаторы, основные режимы их применения

Пособие предназначено для студентов вузов, обучающихся по специальности «Физика», может быть полезно студентам других специальностей, изучающих основы радиоэлектроники по односеместровой программе.

УДК 621.37 : 628.38 : 621.39 (075.8)

ББК 32 я 73

ISBN 978–985–439–373–5

© Демиденко О. М., Ефимчик М. К., 2009

© УО «Гомельский государственный университет им. Ф. Скорины», 2009

# Содержание

Предисловие.....	6
Введение.....	7
1 Методы описания сигналов и систем.....	9
1.1 Временные и спектральные характеристики типовых воздействий и сигналов.....	9
1.2 Передаточные свойства элементов и систем.....	14
1.2.1 Линейные дифференциальные уравнения.....	14
1.2.2 Временные характеристики.....	16
1.2.3 Операционный метод и передаточная функция.....	18
1.2.4 Частотные характеристики.....	22
1.3 Преобразование непрерывных сигналов в дискретные и цифровые.....	27
1.3.1 Теорема отсчетов.....	27
1.3.2 Цифровой сигнал.....	28
1.4 Шумы.....	30
1.5 Идеальные и реальные источники напряжения и тока.....	33
Контрольные задания и вопросы.....	34
2 Пассивные элементы и цепи.....	36
2.1 Резисторы.....	36
2.2 Конденсаторы.....	38
2.3 Индуктивные элементы.....	41
2.4 Общие свойства линейных цепей с сосредоточенными параметрами.....	43
2.5 Делители напряжения, $RC$ -фильтры.....	44
2.6 Компенсированный делитель напряжения.....	49
2.7 Пассивный полосовой $RC$ -фильтр.....	50
2.8 Режекторные $RC$ -фильтры.....	51
2.9 Колебательные контуры.....	52
2.10 Линейные цепи с распределенными параметрами.....	59
2.10.1 Длинные линии, телеграфные уравнения.....	59
2.10.2 Линия без потерь, волновые уравнения.....	60
2.10.3 Отражение волн на конце отрезка линии.....	62
2.10.4 Входное сопротивление линии.....	65
2.10.5 Нестационарные процессы в линиях.....	66
2.10.6 Реальные линии.....	68
2.10.7 Применение отрезков длинных линий.....	69
Контрольные задания и вопросы.....	71

3	Полупроводниковые приборы, активные элементы.....	72
3.1	Полупроводниковый $p-n$ -переход, диоды.....	72
3.1.1	Выпрямительные диоды.....	76
3.1.2	Специальные диоды.....	77
3.2	Транзистор.....	81
3.3	Полевые транзисторы.....	87
3.4	Полупроводниковые приборы с зарядовой связью.....	90
	Контрольные задания и вопросы.....	94
4	Усилители и активные фильтры.....	96
4.1	Принцип действия электронного усилителя.....	96
4.2	Основные характеристики усилителей.....	98
4.3	Режим активных элементов по постоянному току.....	100
4.4	«Токовое зеркало».....	103
4.5	Усилительный каскад с емкостными связями ( $RC$ -каскад).....	105
4.6	Каскодная схема усилителя.....	111
4.7	Избирательные усилители.....	112
4.8	Обратная связь в усилителях.....	113
4.9	Повторители напряжения.....	118
4.10	Основные типы обратной связи.....	122
4.11	Дифференциальный усилитель ( $ДУ$ ).....	123
4.12	Операционные усилители.....	127
4.13	Примеры функциональных устройств на $ОУ$ .....	132
4.14	Усилители мощности.....	136
4.15	Активные фильтры.....	140
	Контрольные задания и вопросы.....	143
5	Генераторы сигналов.....	145
5.1	Автоколебательная система.....	145
5.2	Автогенераторы с резонансным контуром.....	146
5.3	Низкочастотные генераторы синусоидальных сигналов.....	148
5.4	Релаксационные генераторы.....	150
	Контрольные задания и вопросы.....	151
6	Формирование и преобразование сигналов.....	152
6.1	Умножение частоты.....	152
6.2	Параметрические преобразования сигналов.....	153
6.3	Модуляция.....	160
6.4	Демодуляция.....	163
	Контрольные задания и вопросы.....	166

7	Элементы цифровых систем.....	167
7.1	Цифровая электроника и булева алгебра.....	167
7.2	Базовые схемы.....	170
7.2.1	Базовый вентиль ТТЛ.....	170
7.2.2	Вентиль ТТЛ с тремя состояниями.....	171
7.2.3	Вентиль ТТЛШ.....	172
7.2.4	Вентиль ЭСЛ.....	173
7.2.5	Логические элементы на полевых транзисторах.....	174
7.2.6	Логические элементы на КМОП-структурах.....	176
7.3	Последовательностная логика, триггер.....	178
7.4	Подавление дребезга контактов переключателя.....	180
7.5	Синхронизируемые триггеры.....	181
7.6	Двухступенчатые триггеры.....	182
7.7	Триггеры с $T$ -входом, $jk$ -триггер.....	184
7.8	Регистры.....	185
7.9	Счетчики.....	188
7.10	Схемы преобразования и коммутации цифровых сигналов.....	191
7.11	Сумматоры.....	193
7.12	Общая шина.....	195
7.13	Запоминающие устройства.....	198
7.14	Сопряжение логических элементов ТТЛ и КМОП.....	200
	Контрольные задания и вопросы.....	202
8	Современные приборы и методы для изучения явлений и эффектов физики.....	203
8.1	Цифро-аналоговые преобразователи.....	203
8.2	Аналого-цифровые преобразователи.....	206
8.3	Устройство выборки-хранения.....	211
8.4	Амплитудные многоканальные анализаторы.....	213
	Контрольные задания и вопросы.....	217
	Литература.....	218

## Предисловие

Последнее издание учебника «Основы радиоэлектроники» для физических специальностей университетов [1] состоялось в 1986 году. Содержание учебника полностью соответствовало типовой программе Министерства высшего и среднего специального образования СССР дисциплины «Основы радиоэлектроники» для специальности «Физика» государственных университетов [2], которая рекомендовала его в качестве основного учебника. В то время на изучение дисциплины учебным планом отводилось 2 семестра.

Предлагаемое учебное пособие написано для студентов специальности «Физика», изучающих «Основы радиоэлектроники» по односеместровой программе. Его содержание соответствует требованиям образовательного стандарта (руководящий документ Республики Беларусь РД РБ 02100.5.036–98) и учебной программе дисциплины. Работы лабораторного практикума по дисциплине описаны в книге [3], изданной в 2003 году.

## Введение

Радиоэлектроника – это область науки и техники, занимающаяся вопросами использования электромагнитных явлений для передачи, приема и преобразования информации.

Передача информации может быть осуществлена сигналами по электрическим линиям или без проводов, т. е. с помощью электромагнитного излучения.

Для передачи информации выделяют два основных диапазона электромагнитных колебаний: радиодиапазон и оптический. В каждом из них применяются свои методы генерации и обнаружения колебаний. Границы различных участков спектра электромагнитных колебаний в значительной степени условны и частично перекрываются. В областях перекрытия возможны методы генерации и детектирования, свойственные как одному, так и другому участку. Субмиллиметровые волны, например, могут генерироваться с помощью клистронов, умножительных кристаллов и т. п. Их регистрацию в физическом эксперименте осуществляют, как правило, методами, свойственными оптическому диапазону, – охлаждаемыми вплоть до температуры жидкого гелия тепловыми приемниками.

*Информация* – общенаучное понятие, включающее обмен сведениями между людьми, человеком и автоматом, автоматом и автоматом, обмен сигналами в животном и растительном мире, передачу наследственных признаков от клетки к клетке, от организма к организму. Общие свойства информации независимо от ее смыслового содержания, способы математического описания и количественная оценка, методы кодирования, передачи, хранения, извлечения и классификации информации являются предметом исследования и изучения *теории информации*, которую иногда называют *теорией сообщений*.

Устройство, преобразующее сообщение в сигнал, называется передатчиком, преобразователь сигнала в сообщение – приемником.

Важное место в радиоэлектронике отводится модуляции, т. е. изменению в соответствии с передаваемым сообщением одного из параметров высокочастотного колебания или электромагнитного излучения (амплитуды, частоты, фазы, поляризации). Модулированное сигналом высокочастотное колебание называется радиосигналом. Передатчик с помощью антенны излучает радиосигналы в окружающее пространство, точнее, в определенный телесный угол пространства. Если в этом телесном угле или в области попадания отраженных или дифрагированных радиоволн находится антенна приемника, то ее выход является источником напряжения ослабленного радиосигнала.



В приемном устройстве осуществляется обратный процесс, называемый демодуляцией, или детектированием радиосигнала, т. е. выделение из него исходного модулирующего сигнала.

Радиоэлектроника незамедлительно впитывает в себя достижения фундаментальных наук, прежде всего физики, ломая установившиеся представления о самих радиоэлектронных устройствах и системах. С другой стороны, экспериментальная физика немыслима без радиоэлектронных методов.

Крупнейшие исследовательские установки – ускорители заряженных частиц – являются в определенном смысле гигантскими радиоэлектронными системами с мощными генераторами высокочастотных колебаний, модуляторами, линиями передачи, радиоэлектронными системами контроля, регистрации и обработки результатов экспериментов. Габариты подобного рода единых исследовательских комплексов измеряются иногда километрами, но радиоэлектроника делает осязаемыми, контролируемыми и управляемыми все происходящие в них процессы.

# 1 Методы описания сигналов и систем

*Сигналом* называют процесс изменения во времени физической величины, который служит для отображения, регистрации и передачи *сообщений*. Другими словами, под сигналом понимается любой физический носитель сообщения. Если носителем являются электрическое напряжение или ток, то сигнал называется электрическим, если электромагнитная волна – то имеет место радио или оптический сигнал.

По роли в передаче информации сигналы можно разделить на *полезные* и *шумовые*. Когда шумы искажают информацию, переносимую полезным сигналом, их называют помехами, хотя в то же время они могут быть носителями иной информации. В радиоэлектронике в качестве полезного сигнала обычно рассматривают изменяющееся во времени напряжение  $u(t)$ .

В зависимости от характера изменения сигнала во времени и формы его математического представления различают регулярные и нерегулярные сигналы.

## 1.1 Временные и спектральные характеристики типовых воздействий и сигналов

*Регулярный (детерминированный)* сигнал изменяется по определенному закону и может быть описан конкретной математической функцией времени. К классу регулярных сигналов относятся различные периодические сигналы и непериодические импульсы конечной длительности. Пример регулярного сигнала – импульс, описываемый экспонентой (рисунок 1.1, а).

*Нерегулярный (случайный)* сигнал изменяется во времени случайным образом и не может быть представлен в виде конкретной математической функции. Характер изменения случайного сигнала во времени показан на рисунке 1.1, б.

Если значение регулярного или случайного сигнала определено в каждый момент времени (рисунок 1.1, в), то сигнал называется *непрерывным* или *аналоговым*. Если же значения сигнала заданы лишь в некоторые моменты времени (рисунок 1.1, г), то он называется *дискретным*.

При экспериментальном и теоретическом исследовании радиоэлектронных систем и их элементов используют ряд стандартных сигналов, называемых *типовыми воздействиями*. Эти воздействия описываются

простыми математическими функциями и легко воспроизводятся при испытании систем. Использование типовых («эталонных») воздействий позволяет унифицировать расчеты различных систем и облегчает сравнение передаточных свойств систем.

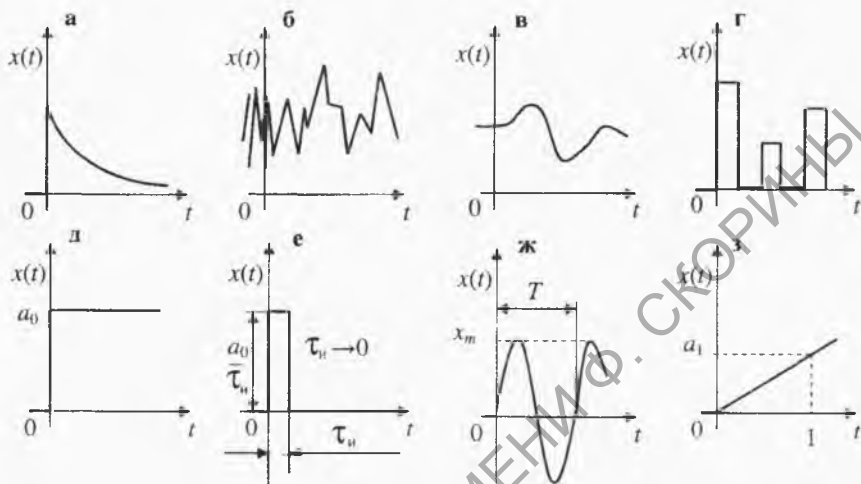


Рисунок 1.1 – Виды сигналов и типовых воздействий

Наибольшее применение в радиоэлектронике находят следующие четыре типовых воздействия: ступенчатое, импульсное, гармоническое и линейное.

**Ступенчатое воздействие** – это воздействие, которое мгновенно возрастает от нуля до некоторого значения и далее остается постоянным (рисунок 1.1, д). Ступенчатому воздействию соответствует функция:

$$x_c(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ a_0 & \text{при } t \geq 0. \end{cases} \quad (1.1)$$

При анализе и расчете систем удобно использовать ступенчатое воздействие, у которого величина  $a_0 = 1$ . Его называют *единичным ступенчатым воздействием* (единичным скачком) и обозначают  $1(t)$ . Математическое выражение, описывающее единичный скачок, имеет вид:

$$1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ 1 & \text{при } t \geq 0. \end{cases} \quad (1.2)$$

Любое несдиничное ступенчатое воздействие можно обозначить  $a_0 1(t)$ . Единичное ступенчатое воздействие, возникающее в момент времени  $t = t_1$ , обозначают  $1(t - t_1)$ .

**Импульсное воздействие** представляет собой одиночный импульс прямоугольной формы (рисунок 1.1, е), имеющий достаточно большую высоту и весьма малую продолжительность (по сравнению с инерционностью испытываемой системы). Площадь такого импульса равна  $a_0$ .

При математическом анализе элементов и систем используют *единичное импульсное воздействие*, которое описывается так называемой *дельта-функцией*

$$\delta(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \neq 0; \\ \infty & \text{при } t = 0, \end{cases} \quad (1.3)$$

причём

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1. \quad (1.4)$$

Согласно выражениям (1.3) и (1.4) дельта-функцию можно рассматривать как импульс, имеющий бесконечно большую высоту, бесконечно малую длительность 0, и единичную площадь. Дельта-функцию можно определить также как производную единичного скачка:

$$\delta(t) = d1(t) / dt. \quad (1.5)$$

Несдиничное импульсное воздействие с площадью  $a_0$  обозначается  $a_0 \delta(t)$ .

Если единичный импульс действует в момент времени  $t = t_1$ , то ему соответствует так называемая смещенная дельта-функция  $\delta(t - t_1)$ , которая также удовлетворяет условию (1.4).

Основное свойство дельта-функции выражается соотношением:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(\vartheta) \delta(\vartheta - t) d\vartheta = x(t). \quad (1.6)$$

Это свойство дельта-функции называют *стробирующим* или *дискретизирующим*.

В качестве стандартного *гармонического воздействия* используют обычно сигнал синусоидальной формы, описываемый функцией:

$$x(t) = x_m \sin \omega t \quad (-\infty < t < \infty), \quad (1.7)$$

где  $x_m$  – амплитуда сигнала;  $\omega = 2\pi/T$  – угловая частота, рад/с;  $T$  –

период сигнала, с.

Гармонический сигнал, начинающий действовать в момент времени  $t = 0$  (рисунок 1.1, ж), описывают при помощи единичной ступенчатой функции:

$$x(t) = 1(t)x_m \sin \omega t \quad (0 \leq t < \infty). \quad (1.8)$$

Гармонические воздействия (1.7) и (1.8) широко используются при исследовании точности и устойчивости радиоэлектронных систем. Это объясняется двумя обстоятельствами: во-первых, реальные возмущения часто имеют периодический характер и поэтому могут быть представлены в виде суммы гармонических составляющих; во-вторых, математический аппарат анализа автоматических систем хорошо разработан именно для случая гармонических воздействий.

Для следящих и программных систем типовым является *линейное воздействие* (рисунок 1.1, и):

$$x(t) = 1(t)a_1 t \quad (0 \leq t < \infty). \quad (1.9)$$

Коэффициент  $a_1$  характеризует скорость нарастания воздействия  $x(t)$ .

**Основные сведения из гармонического анализа воздействий и сигналов.** При описании и исследовании различных систем применяется разложение реальных сигналов сложной формы на элементарные сигналы синусоидальной формы. Математический метод представления сложных сигналов (периодических и непериодических) в виде совокупности элементарных гармонических составляющих (гармоник) называется *гармоническим анализом*.

Рассмотрим основные положения этого метода. Как известно из курса высшей математики, любая периодическая функция с периодом  $T$ :

$$x(t) = x(t + iT) \quad (i = 0; 1; 2; \dots), \quad (1.10)$$

удовлетворяющая условиям Дирихле [на интервале периода  $T$ : 1) всюду однозначна, конечна и кусочно-непрерывна, 2) имеет ограниченное число максимумов и минимумов, может быть разложена в бесконечный сходящийся тригонометрический ряд – *ряд Фурье*:

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos \omega_1 k t + b_k \sin \omega_1 k t), \quad (1.11)$$

где  $\omega_1 = 2\pi/T$ ,  $\omega_k = \omega_1 k$  – угловые частоты соответственно основной и  $k$ -й гармоник,  $a_0$ ,  $a_k$ ,  $b_k$  – независимые от  $t$  коэффициенты (коэффициенты

Фурье), которые определяются по формулам:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(\vartheta) \cos \omega_1 k \vartheta d\vartheta \quad (k = 0; 1; 2; \dots); \quad (1.12)$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(\vartheta) \sin \omega_1 k \vartheta d\vartheta \quad (k = 1; 2; \dots). \quad (1.13)$$

Ряд Фурье обладает важным свойством: при заданном конечном числе членов дает лучшее приближение (по критерию суммы квадратов отклонений), чем любое другое разложение функции  $x(t)$ . С помощью формулы Эйлера

$$e^{\pm j\alpha} = \cos \alpha + j \sin \alpha \quad (1.14)$$

и ее модификаций:

$$\cos \alpha = (e^{j\alpha} + e^{-j\alpha})/2, \quad \sin \alpha = (e^{j\alpha} - e^{-j\alpha})/2j, \quad (1.15)$$

ряд (1.11) можно преобразовать к комплексной форме ряда Фурье:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_k e^{j\omega_1 k t} \quad (k = 0; \pm 1; \pm 2; \dots), \quad (1.16)$$

где

$$X_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(\vartheta) e^{-j\omega_1 k \vartheta} d\vartheta = \frac{a_k - jb_k}{2}. \quad (1.17)$$

В формуле (1.16) суммирование производится как по положительным, так и по отрицательным значениям  $k$ . Это означает, что комплексная форма ряда Фурье допускает существование и положительных и отрицательных частот. Так как каждому комплексному слагаемому с положительным  $k$  соответствует сопряженное слагаемое с отрицательным  $k$ , то при суммировании в (1.16) останутся только действительные величины.

Слагаемые в (1.16) называются *комплексными гармониками*, а сомножители  $X_k$  – *комплексными амплитудами*. Зависимость модуля  $|X_k|$  комплексной амплитуды от частоты называют *амплитудным спектром сигнала  $x(t)$* . При переходе от периодических сигналов к непериодическим период  $T \rightarrow \infty$  и сумму (1.16) можно заменить интегралом Фурье:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (1.18)$$

а выражение (1.17) для комплексной амплитуды – так называемым преобразованием Фурье:

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (1.19)$$

Непериодический сигнал  $x(t)$ , представленный в виде интеграла (1.18), можно по аналогии с периодическим сигналом, разложенным в ряд (1.16), рассматривать как сумму бесконечно большого числа комплексных гармоник с бесконечно малыми комплексными амплитудами:

$$dX = X(j\omega) d\omega / 2\pi. \quad (1.20)$$

Так как амплитуда  $dX$  характеризует спектр, приходящийся на интервал от  $\omega$  до  $\omega + d\omega$ , то величину

$$X(j\omega) = 2\pi dX / d\omega \quad (1.21)$$

называют *комплексной спектральной плотностью*, а зависимость ее модуля  $|X(j\omega)|$  от частоты – *спектральной плотностью амплитуд*.

*Спектральная плотность мощности  $|X(j\omega)|^2$  выражается равенством Парсеваля:*

$$\int_{-\infty}^{\infty} [x(t)]^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |X(j\omega)|^2 d\omega, \quad (1.22)$$

которое утверждает, что энергия, заключенная в сигнале  $x(t)$ , равна сумме энергий всех составляющих его спектра.

## 1.2 Передаточные свойства элементов и систем

### 1.2.1 Линейные дифференциальные уравнения

Наиболее общей и наиболее полной формой математического описания систем и их элементов являются дифференциальные уравнения. Для большинства реальных элементов исходное уравнение, составленное строго в соответствии с законами физики, оказывается нелинейным, что значительно усложняет все последующие процедуры анализа. Поэтому

всегда стремятся перейти от трудно разрешимого нелинейного уравнения к линейному дифференциальному уравнению вида:

$$\begin{aligned} a_0 \frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_n y(t) = \\ = b_0 \frac{d^m x(t)}{dt^m} + b_1 \frac{d^{m-1} x(t)}{dt^{m-1}} + \dots + b_m x(t), \end{aligned} \quad (1.23)$$

где  $x(t)$  и  $y(t)$  – входная и выходная величины элемента или системы;  $a_i, b_i$  – коэффициенты уравнения.

Уравнение (1.23) устанавливает связь между входной и выходной величинами как в переходных, так и в установившихся режимах.

Коэффициенты дифференциального уравнения называются *параметрами*. В большинстве практических случаев коэффициенты уравнения существенно не изменяются и системы являются *системами с постоянными параметрами*.

Рассмотрим типовые формы записи линейного дифференциального уравнения (1.23).

Удобной формой записи линейных дифференциальных уравнений является *символическая* или *операторная*. Переход к этой форме осуществляют введением сокращенного условного обозначения операции дифференцирования:  $d/dt = p$ . Соответственно  $k$ -ю производную переменной  $y$  обозначают:

$$d^k y(t)/dt^k = p^k y(t), \quad (1.24)$$

тогда уравнение (1.23) в символической форме будет иметь вид:

$$(a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n) y(t) = (b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \dots + b_m) x(t). \quad (1.25)$$

Многочлены от  $p$  степени  $n$  и  $m$ , находящиеся в левой и правой частях уравнения (1.25), называются *дифференциальными операторами*. Каждый такой оператор устанавливает соответствие между функцией времени и определенной совокупностью производных этой функции. Многочлен:

$$a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n = D(p) \quad (1.26)$$

называют *собственным оператором*, а многочлен:

$$b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \dots + b_m = K(p) \quad (1.27)$$

– *входным оператором* или *оператором воздействия*.

Название *собственный* обусловлено тем, что многочлен  $D(p)$  характеризует собственное движение элемента, т. е. движение при отсутствии



внешних воздействий. Оператор  $D(p)$  называют также *характеристическим*.

У всех реальных элементов и систем порядок наивысшей производной во входном операторе не может быть больше порядка наивысшей производной в собственном операторе, т. е. всегда  $m \leq n$ . Если в процессе каких-либо формальных выкладок образуется уравнение, у которого  $m > n$ , то говорят, что это уравнение соответствует физически нереализуемой системе.

## 1.2.2 Временные характеристики

Дифференциальное уравнение является самой общей формой описания элемента и не дает наглядного представления о передаточных свойствах элемента. Наглядное представление об этих свойствах дает функция  $y(t)$ , являющаяся решением дифференциального уравнения. Но одно и то же дифференциальное уравнение может иметь множество решений, конкретный вид которых зависит от начальных условий и от характера функции  $x(t)$ , т. е. от начального состояния элемента и вида внешнего воздействия.

Поэтому принято динамические свойства элементов и систем характеризовать решением, соответствующим нулевым начальным условиям и одному из типовых воздействий. В качестве типового воздействия принимают единичное ступенчатое, дельта-функцию или гармоническое воздействие.

Наиболее наглядное представление о динамических свойствах элемента дает его переходная функция (характеристика). *Переходной функцией*  $h(t)$  называют изменение выходной величины  $y(t)$  во времени, возникающее после подачи на вход единичного ступенчатого воздействия при нулевых начальных условиях. Переходная функция может быть задана в виде графика (рисунок 1.2, а) или в виде формулы.

Переходная функция  $h(t)$ , как и любое решение неоднородного дифференциального уравнения вида (1.23), имеет две составляющие: вынужденную  $h_n(t)$  и свободную  $h_c(t)$ . *Вынужденная составляющая переходного процесса* представляет собой, как известно, частное решение исходного уравнения. При ступенчатом воздействии вынужденная составляющая равна установившемуся значению выходной величины, которое для статических элементов может быть определено непосредственно из дифференциального уравнения (при нулевых производных):

$$h_n(t) = y(\infty) = b_m/a_n. \quad (1.28)$$

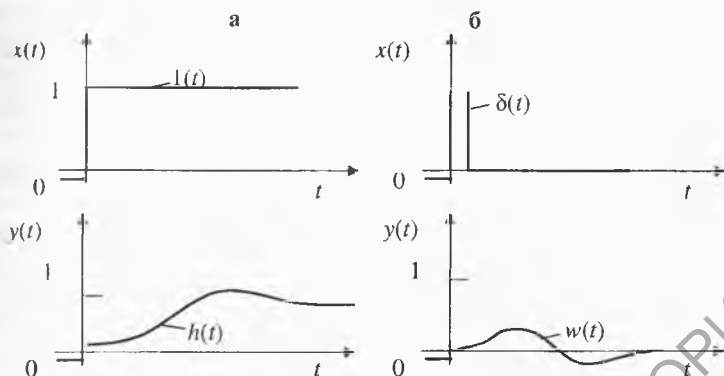


Рисунок 1.2 – Переходная (а) и импульсная переходная (б) характеристики

Свободная составляющая  $h_c(t)$  может быть найдена как решение соответствующего однородного дифференциального уравнения в следующем виде (при отсутствии одинаковых корней):

$$h_c(t) = \sum_{k=1}^n C_k e^{\lambda_k t} \quad (1.29)$$

где  $\lambda_k$  – корни характеристического уравнения;  $C_k$  – постоянные интегрирования, зависящие от начальных условий.

Характеристическое уравнение, соответствующее определенному дифференциальному уравнению, представляет собой, как известно, алгебраическое уравнение, степень и коэффициенты которого совпадают с порядком и коэффициентами левой части этого дифференциального уравнения. Для дифференциального уравнения, записанного в форме (1.23), характеристическое уравнение имеет вид:

$$a_0 \lambda^n + a_1 \lambda^{n-1} + \dots + a_n = 0. \quad (1.30)$$

Для линейных элементов и систем, кроме принципа суперпозиции, справедливо еще одно общее правило: реакция  $y(t)$  на неединичное ступенчатое воздействие  $a_0 l(t)$  равна произведению переходной функции  $h(t)$  на величину множителя  $a_0$ , т. е.  $y(t) = a_0 h(t)$ . Это свойство широко используется при исследовании и расчете линейных систем.

Импульсной переходной функцией  $w(t)$  называют изменение выходной величины  $y(t)$ , возникающее после подачи на вход дельта-функции, при нулевых начальных условиях (рисунок 1.2, б). Функцию  $w(t)$  называют также *весовой функцией*.

Если входное воздействие представляет собой несинусоидальный импульс  $a_0\delta(t)$ , то ординаты функции выходной величины  $y(t)$  будут в  $a_0$  раз больше ординат функции  $w(t)$ , т. е.  $y(t) = a_0w(t)$ .

Импульсная переходная функция  $w(t)$  равна производной от переходной функции  $h(t)$ :

$$w(t) = dh(t)/dt, \quad (1.31)$$

и наоборот, переходная функция равна интегралу от импульсной переходной:

$$h(t) = \int_0^t w(\vartheta)d\vartheta. \quad (1.32)$$

При помощи импульсной переходной функции элемента можно определить его реакцию на входное воздействие произвольного вида. Связь между изменениями входной и выходной величин во времени устанавливается *интегралом свертки*:

$$y(t) = \int_0^{\infty} x(\vartheta)w(t - \vartheta)d\vartheta = \int_0^t x(t - \vartheta)w(\vartheta)d\vartheta. \quad (1.33)$$

### 1.2.3 Операционный метод и передаточная функция

Наиболее распространенным методом описания и анализа радиоэлектронных систем является операционный метод (метод операционного исчисления). В основе метода лежит *преобразование Лапласа*:

$$X(s) = L\{x(t)\} = \int_0^{\infty} x(t)e^{-st} dt, \quad (1.34)$$

которое устанавливает соответствие между функцией действительной переменной  $x(t)$  и функцией комплексной переменной  $s = \alpha + j\beta$ . Функцию времени  $x(t)$ , входящую в интеграл Лапласа (1.34), называют *оригиналом*, а результат интегрирования – функцию  $X(s)$  – *изображением* функции  $x(t)$  по Лапласу.

Преобразование Лапласа выполнимо только для таких функций времени, которые равны нулю при  $t < 0$ . Это условие обеспечивается обычно умножением функции  $x(t)$  на единичную ступенчатую функцию  $1(t)$ . С математической и физической точек зрения такой искусственный прием вполне корректен, так как функции  $x(t)$  описывают процессы в радиоэлектронных системах, начинающиеся с некоторого момента времени, а этот

момент времени всегда может быть принят за начало отсчета.

Изображения различных функций времени, и основные свойства преобразования Лапласа приведены в справочниках по операционному исчислению.

Наиболее важными свойствами преобразования Лапласа являются свойства, формулируемые обычно в виде правила: при нулевых начальных условиях дифференцированию оригинала  $x(t)$  по переменной  $t$  соответствует умножение изображения  $X(s)$  на комплексную переменную  $s$ , а интегрированию оригинала соответствует деление  $X(s)$  на  $s$ .

Именно на этих двух свойствах основан операционный метод решения дифференциальных уравнений, который заключается в следующем. Исходное дифференциальное (или интегро-дифференциальное) уравнение, записанное относительно искомой выходной функции  $y(t)$ , заменяют на алгебраическое уравнение относительно изображения  $Y(s)$  (это называется алгебраизацией дифференциального уравнения), затем, решая алгебраическое уравнение при заданном  $X(s)$ , находят изображение  $Y(s)$  и, наконец, по изображению  $Y(s)$  определяют функцию  $y(t)$ . Этот обратный переход от изображений к оригиналам в большинстве практических задач может быть осуществлен при помощи таблиц, имеющихся в специальных справочниках по операционному исчислению.

Широкое распространение операционного метода обусловлено тем, что с его помощью определяют так называемую передаточную функцию, которая является самой компактной формой описания динамических свойств элементов и систем.

Применим преобразование Лапласа к линейному дифференциальному уравнению (1.23), полагая, что до приложения внешнего воздействия система находилась в покое и все начальные условия равны нулю. Используя свойство линейности и правило дифференцирования, можно получить алгебраическое уравнение в изображениях:

$$D(s)Y(s) = K(s)X(s), \quad (1.35)$$

где

$$D(s) = a_0s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_n;$$

$$K(s) = b_0s^m + b_1s^{m-1} + \dots + b_m.$$

Сравнивая уравнение (1.35) с уравнением в символической форме (1.25), можно заметить полную аналогию их структур. Различие уравнений в том, что символ  $p$  в (1.25) обозначает операцию дифференцирования, а символ  $s$  в (1.35) – комплексную переменную.

Передаточной функцией  $W(s)$  называют отношение изображения

выходной величины к изображению входной величины при нулевых начальных условиях (все величины равны нулю при  $t < 0$ ):

$$W(s) = Y(s)/X(s) = L\{y(t)\}/L\{x(t)\}. \quad (1.36)$$

Для системы, описываемой уравнением (1.23), передаточная функция равна отношению входного оператора  $K(s)$  к собственному оператору  $D(s)$ :

$$W(s) = \frac{K(s)}{D(s)} = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n}. \quad (1.37)$$

Как следует из (1.36) и (1.37), передаточная функция представляет собой некоторый динамический оператор, характеризующий прохождение сигналов через линейный элемент (рисунок 1.3, а).

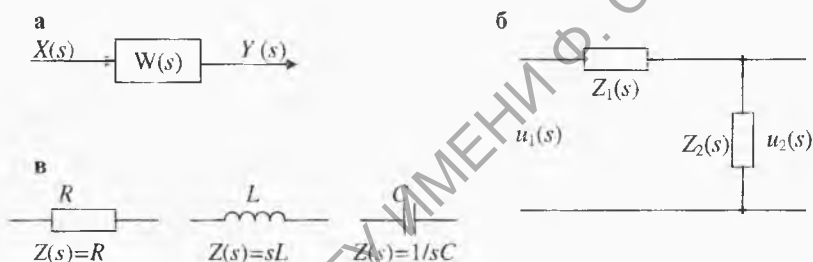


Рисунок 1.3 – Схемы для определения передаточной функции

Передаточную функцию формально можно получить из дифференциального уравнения путем замены в нем символа  $p$  на символ  $s$  соответствующей степени и деления образованного таким образом многочлена правой части уравнения на многочлен левой части.

Передаточную функцию электрических четырехполюсников удобно получить, пользуясь понятием операторного сопротивления. Для этого четырехполюсник необходимо представить в виде схемы делителя напряжения (рисунок 1.3, б), состоящего из двух операторных сопротивлений  $Z_1(s)$  и  $Z_2(s)$ . Тогда передаточная функция между входным ( $u_1$ ) и выходным ( $u_2$ ) напряжениями может быть определена как отношение выходного сопротивления  $Z_{\text{вых}}(s) = Z_2(s)$  к входному  $Z_{\text{вх}}(s) = Z_1(s) + Z_2(s)$ :

$$W(s) = \frac{u_2(s)}{u_1(s)} = \frac{Z_{\text{вых}}(s)}{Z_{\text{вх}}(s)} = \frac{Z_2(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)}, \quad (1.38)$$

где  $Z_1(s)$  и  $Z_2(s)$  найдены как эквивалентные операторные сопротивления входного и выходного участков, состоящих из типовых элементов электрических цепей (рисунок 1.3, в).

Напомним известные из курса электричества формулы, связывающие ток  $i$  с напряжением  $u$  в типовых элементах  $R$ ,  $C$  и  $L$ :

$$u_R = Ri; \quad u_C = \frac{1}{C} \int i dt; \quad u_L = L \frac{di}{dt}. \quad (1.39)$$

Преобразованные по Лапласу эти формулы имеют вид:

$$u_R(s) = Ri(s); \quad u_C(s) = \frac{1}{sC} i(s); \quad u_L(s) = sLi(s). \quad (1.40)$$

Отсюда операторные сопротивления соответственно:

$$Z_R(s) = R; \quad Z_C(s) = \frac{1}{sC}; \quad Z_L(s) = sL. \quad (1.41)$$

Рассмотрим теперь основные свойства и особенности передаточных функций систем и их элементов.

Передаточная функция элемента связана с его импульсной переходной функцией преобразованием Лапласа:

$$W(s) = L\{w(t)\} = \int_0^{\infty} w(t)e^{-st} dt. \quad (1.42)$$

Для реальных элементов, описываемых обыкновенными дифференциальными уравнениями вида (1.23), передаточная функция представляет собой правильную рациональную дробь, у которой степень многочлена числителя меньше или равна степени многочлена знаменателя, т. е.  $m \leq n$ . Все коэффициенты передаточной функции – действительные числа, характеризующие параметры элемента. Передаточная функция является функцией комплексной переменной  $s = \alpha \pm j\beta$ , которая может при некоторых значениях переменной  $s$  обращаться в нуль или бесконечность. Значение переменной  $s$ , при котором функция  $W(s)$  обращается в нуль, называют нулем, а значение, при котором обращается в бесконечность, – полюсом передаточной функции.

Очевидно, что нулями передаточной функции являются корни полинома  $K(s)$ , а полюсами – корни полинома  $D(s)$ . Корни полиномов числителя и знаменателя могут быть комплексными, мнимыми и вещественными числами (в том числе и нулевыми). Если эти корни известны, то передаточная функция может быть представлена в следующем виде:

$$W(s) = \frac{b_0(s - \gamma_1)(s - \gamma_2) \dots (s - \gamma_m)}{a_0(s - \lambda_1)(s - \lambda_2) \dots (s - \lambda_n)}, \quad (1.43)$$

где  $\gamma_i$  – корни многочлена  $K(s)$  (нули  $W(s)$ );  $\lambda_i$  – корни многочлена  $D(s)$  (полюсы  $W(s)$ ).

Таким образом, каждой конкретной передаточной функции с заданными коэффициентами соответствует вполне определенное сочетание нулей и полюсов. По распределению нулей и полюсов передаточной функции на комплексной плоскости с координатами  $\alpha$  и  $\beta$  можно судить о свойствах элемента или системы.

### 1.2.4 Частотные характеристики

Частотные характеристики описывают передаточные свойства элементов и систем в режиме установившихся гармонических колебаний, вызванных внешним гармоническим воздействием. Зная частотную характеристику элемента, можно определить реакцию элемента на гармоническое воздействие любой частоты, а также на сумму гармонических воздействий различной частоты.

Рассмотрим физическую сущность и разновидности частотных характеристик. Пусть на вход линейного элемента (рисунок 1.4, а) в момент времени  $t = 0$  подано гармоническое воздействие определенной частоты  $\omega$ :

$$x(t) = x_m \sin \omega t. \quad (1.44)$$

Через некоторое время, необходимое для протекания переходного процесса (т.е. для исчезновения свободной составляющей), элемент войдет в режим установившихся вынужденных колебаний, а выходная величина  $y(t)$  будет изменяться по гармоническому закону с той же частотой  $\omega$ , но с отличающейся амплитудой  $y_m$  и со сдвигом  $\Delta t$  по оси времени (рисунок 1.4, б):

$$y(t) = y_m \sin (\omega t + \varphi), \quad (1.45)$$

где  $\varphi = (\Delta t_\varphi / T) 360$  – фазовый сдвиг между входным и выходным сигналами, градус.

Повторяя такой эксперимент при фиксированном  $x_m$  для различных значений частоты (от 0 до  $\infty$ ), можно установить, что амплитуда  $y_m$  и фазовый сдвиг  $\varphi$  выходного сигнала конкретного элемента зависят от частоты воздействия. Подавая гармоническое воздействие на вход раз-

личных элементов, можно убедиться, что величины  $y_m$  и  $\varphi$  зависят также от типа и параметров элемента. Следовательно, зависимости амплитуды  $y_m$  и сдвига  $\varphi$  от значений частоты  $\omega$  могут служить характеристиками динамических свойств элементов.

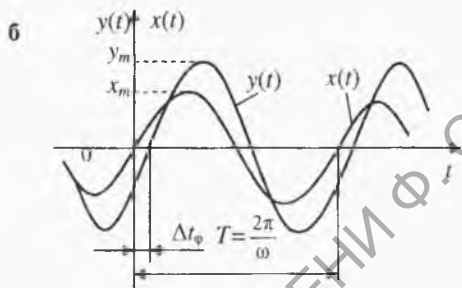
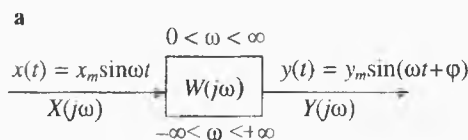


Рисунок 1.4 – Схема для определения понятий частотного метода

Так как амплитуда выходного сигнала  $y_m$  зависит еще от амплитуды входного сигнала  $x_m$ , целесообразно при описании передаточных свойств элементов рассматривать отношение амплитуд  $y_m/x_m$ .

Зависимость отношения амплитуд выходного и входного сигналов от частоты называют *амплитудной частотной характеристикой* (АЧХ) и обозначают  $A(\omega)$  (рисунок 1.5, а). Зависимость фазового сдвига между входным и выходным сигналами от частоты называют *фазовой частотной характеристикой* (ФЧХ)  $\varphi(\omega)$  (рисунок 1.5, б). Аналитические выражения  $A(\omega)$  и  $\varphi(\omega)$  называют соответственно амплитудной и фазовой частотными функциями.

Амплитудную и фазовую частотные характеристики можно объединить в одну общую – амплитудно-фазовую частотную характеристику (АФЧХ или АФХ). Амплитудно-фазовая частотная характеристика  $W(j\omega)$  представляет собой функцию комплексной переменной  $j\omega$  (см. пояснение к формуле (1.16)), модуль которой равен  $A(\omega)$ , а аргумент равен  $\varphi(\omega)$ . Каждому фиксированному значению частоты  $\omega$ , соответствует комплексное число  $W(j\omega)$ , которое на комплексной плоскости можно изобразить вектором, имеющим длину  $A(\omega)$  и угол поворо-



та  $\varphi(\omega_i)$  (рисунок 1.5, в).

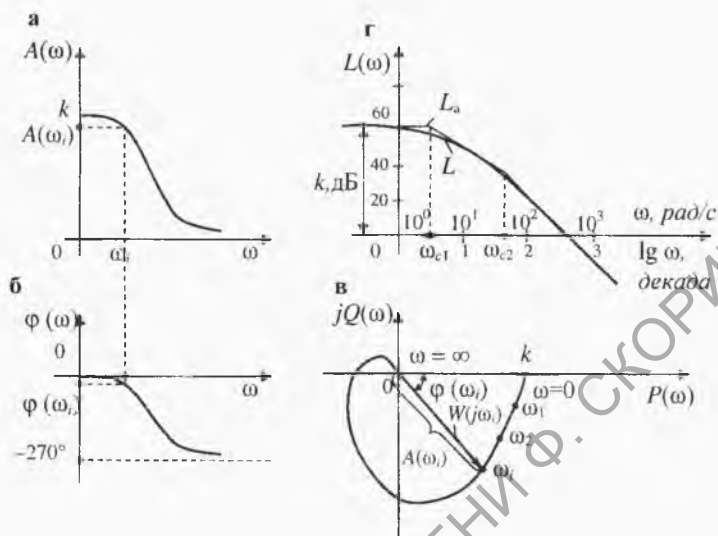


Рисунок 1.5 – Частотные характеристики: амплитудная (а); фазовая (б); амплитудно-фазовая (в); логарифмическая (г)

Отрицательные значения  $\varphi(\omega)$ , соответствующие отставанию выходного сигнала от входного, принято отсчитывать по часовой стрелке от положительного направления действительной оси.

При изменении частоты от нуля до бесконечности вектор  $W(j\omega)$  поворачивается вокруг начала координат, при этом одновременно увеличивается или уменьшается длина вектора. Кривая, которую при этом описывает конец вектора, и есть АФХ. Каждой точке характеристики соответствует определенное значение частоты.

Проекция вектора  $W(j\omega)$  на действительную и мнимую оси называют соответственно действительной и мнимой частотными характеристиками и обозначают  $P(\omega) = \text{Re}W(j\omega)$ ,  $Q(\omega) = \text{Im}W(j\omega)$ . Отметим, что действительная частотная характеристика  $P(\omega)$  – всегда четная функция частоты, а мнимая характеристика  $Q(\omega)$  – всегда нечетная функция.

Аналитическое выражение для АФХ конкретного элемента можно получить из его передаточной функции путем подстановки  $s = j\omega$ :

$$W(j\omega) = W(s) \Big|_{s=j\omega} . \quad (1.46)$$

АФХ  $W(j\omega)$ , как и любая комплексная величина, может быть представлена в показательной форме:

$$W(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (1.47)$$

алгебраической:

$$W(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) \quad (1.48)$$

или тригонометрической:

$$W(j\omega) = A(\omega)\cos \varphi(\omega) + jA(\omega)\sin \varphi(\omega). \quad (1.49)$$

Связь между различными частотными функциями следующая:

$$A(\omega) = |W(j\omega)| = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)}, \quad (1.50)$$

$$\varphi(\omega) = \arg W(j\omega) = \arctg(Q(\omega)/P(\omega)). \quad (1.51)$$

Поскольку АФХ  $W(j\omega)$ , так же как и передаточная функция, представляет собой обычно дробь, то ее модуль может быть найден как отношение модуля числителя к модулю знаменателя:

$$A(\omega) = |W(j\omega)| = K(j\omega)/|D(j\omega)|, \quad (1.52)$$

а аргумент функции  $W(j\omega)$  – как разность аргументов числителя и знаменателя:

$$\varphi(\omega) = \arg W(j\omega) = \arg K(j\omega) - \arg D(j\omega). \quad (1.53)$$

При практических расчетах систем удобно использовать частотные характеристики, построенные в логарифмической системе координат. Такие характеристики называют *логарифмическими*. В логарифмической системе координат легко находить характеристики различных соединений элементов, так как умножению и делению обычных характеристик соответствуют сложение и вычитание ординат логарифмических характеристик.

За единицу длины по оси частот логарифмических характеристик принимают декаду. *Декада* – интервал частот, заключенный между произвольным значением  $\omega_1$  и его десятикратным значением  $10\omega_1$ . Отрезок логарифмической оси частот, соответствующий одной декаде, равен 1.

Обычно в расчетах используют *логарифмическую амплитудную частотную характеристику* (ЛАЧХ):

$$L(\omega) = 20 \lg A(\omega), \quad (1.54)$$

ординаты которой выражают в логарифмических единицах – белах (Б) или децибелах (дБ) [см. раздел 4.2]. При аппроксимации реальной ЛАЧХ ломаной линией максимальная погрешность равна 3 дБ в точке излома на сопрягающей частоте  $\omega_{c1}$  (рисунок 1.5, г).

При построении фазовой частотной характеристики логарифмический масштаб применяют только для оси абсцисс.

АФХ устанавливает связь между выходным и входным сигналами, являющимися гармоническими функциями или их линейными комбинациями. Поэтому АФХ можно определить как отношение изображения по Фурье выходной величины  $Y(j\omega)$  к изображению входной величины  $X(j\omega)$ :

$$W(j\omega) = Y(j\omega)/X(j\omega). \quad (1.55)$$

В этом случае комплексная переменная  $j\omega$  изменяется от  $-\infty$  до  $+\infty$ , так как любой реальный сигнал может быть разложен на сумму только попарно сопряженных вращающихся векторов.

АФХ элемента связана с его импульсной переходной функцией преобразованием Фурье (1.19):

$$W(j\omega) = \int_0^{\infty} w(t)e^{-j\omega t} dt. \quad (1.56)$$

При применении двустороннего преобразования (1.19) к функции  $w(t)$  учтено, что при  $t < 0$   $x(t) \equiv 0$ , и поэтому в (1.56) нижний предел интегрирования принят равным нулю.

По виду частотных характеристик все элементы и системы делятся на две группы: минимально-фазовые и неминимально-фазовые. *Минимально-фазовыми* являются элементы (системы), у которых все полюсы и нули передаточной функции  $W(s)$  имеют отрицательные действительные части. Такие элементы дают минимальный фазовый сдвиг  $\varphi(\omega)$  по сравнению с неминимально-фазовыми элементами, имеющими такую же амплитудную характеристику  $A(\omega)$ , но у которой действительная часть хотя бы одного полюса или нуля положительна. Минимально-фазовые элементы обладают важным для практических расчетов свойством: их частотная передаточная функция полностью определяется одной из трех составляющих –  $A(\omega)$ ,  $P(\omega)$  или  $Q(\omega)$ . Это существенно упрощает задачи анализа и синтеза минимально-фазовых систем.

Рассмотренные выше временные, передаточные и частотные характеристики однозначно связаны между собой прямым и обратным преобразованиями Лапласа и Фурье. Эти взаимные связи и соответствия сведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Взаимные соответствия динамических характеристик

Характеристики	$h(t)$	$w(t)$	$W(s)$	$W(j\omega)$
Переходная $h(t) =$	1	$\int_0^t w(\vartheta) d\vartheta$	$L^{-1}\left\{\frac{W(s)}{s}\right\}$	$F^{-1}\left\{\frac{W(j\omega)}{j\omega}\right\}$
Импульсная $w(t) =$	$\frac{dh(t)}{dt}$	1	$L\{W(s)\}$	$F\{W(j\omega)\}$
Передаточная $W(s) =$	$sL\{h(t)\}$	$L\{w(t)\}$	1	$W(j\omega) _{j\omega=s}$
Частотная $W(j\omega) =$	$j\omega F\{h(t)\}$	$F\{w(t)\}$	$W(s) _{s=j\omega}$	1

### 1.3 Преобразование непрерывных сигналов в дискретные и цифровые

#### 1.3.1 Теорема отсчетов

Непрерывный сигнал  $u(t)$  можно преобразовывать в дискретный путем измерения его мгновенных значений с интервалом времени  $\Delta t$ . Длительность этого интервала выбирается в соответствии с теоремой отсчетов, которая гласит: *если наивысшая частота в спектре функции равна  $f_m$ , то функция  $u(t)$  полностью определяется последовательностью своих мгновенных значений через интервалы времени, не превышающие  $\Delta t = 1/2 f_m$ .*

Сигнал  $u(t)$  может быть точно восстановлен согласно выражению, являемому рядом Котельникова:

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \frac{\sin 2\pi f_m (t - k\Delta t)}{2\pi f_m (t - k\Delta t)}. \quad (1.57)$$

Первые множители слагаемых в формуле (1.57)  $u(k\Delta t)$  представляют собой отсчеты сигнала в моменты времени  $t_k = k\Delta t = k/2f_m$ , вторые функции вида  $(\sin x)/x$ . Естественно, что в действительности отсчеты мгновенных значений сигнала могут быть сделаны лишь в интервале наблюдения  $(n\Delta t, m\Delta t)$ , где  $n$  и  $m$  – целые числа. В соответствии с этим сигнал восстанавливается не по формуле (1.57), а с некоторой погрешностью рядом:

$$u(t) = \sum_{k=n}^m u(k\Delta t) \frac{\sin 2\pi f_m (t - k\Delta t)}{2\pi f_m (t - k\Delta t)}. \quad (1.58)$$

Все реальные радиоэлектронные устройства имеют ограниченную полосу пропускания, и определение частоты  $f_m$  не представляет особых трудностей. Основываясь на теореме отсчетов Котельникова, во многих практически важных случаях можно регистрировать только мгновенные значения сигнала и впоследствии восстановить его полностью с заранее известной погрешностью.

Представление непрерывного сигнала рядом (1.58) – один из способов *дискретизации* сигнала. В некотором смысле разложение периодического сигнала в ряд Фурье также является дискретизацией, так как непрерывная совокупность значений сигнала заменяется при этом дискретным набором амплитуд и фаз гармоник. Принципиальное отличие дискретизации с использованием ряда (1.57) заключается в том, что отсчеты мгновенных значений сигнала производятся непосредственно в процессе его поступления на вход преобразующего устройства, а для представления в виде ряда Фурье необходимо предварительно полностью зарегистрировать сигнал.

Полученные в результате дискретизации мгновенные значения сигнала могут быть любыми в диапазоне от  $u_{\min}$  до  $u_{\max}$  и относиться таким образом к непрерывному множеству значений. Переход от этого непрерывного множества к конечному набору дискретных значений называют *квантованием*. При квантовании в диапазоне  $u_{\max}$ ,  $u_{\min}$  фиксируется ряд дискретных уровней  $u_k$ . Наиболее широко распространены устройства квантования с одинаковыми расстояниями между соседними уровнями  $\Delta u = u_k - u_{k-1}$ .

### 1.3.2 Цифровой сигнал

Если от источника информации сигналы поступают дискретно, то можно сделать так, что нужная информация будет содержаться в пространстве и/или временном распределении электрических импульсов, представляющем двоичные числа. Последовательности таких импульсов называют цифровыми сигналами.

От источников часто поступают аналоговые сигналы в виде непрерывно изменяющегося во времени напряжения, тока или других физических величин. Такие сигналы также можно передавать и обрабатывать цифровыми методами, предварительно преобразовав их в цифровые. Рассмотрим пример такого преобразования (рисунок 1.6). Кривая зависимости напряжения от времени представляет собой аналоговый сигнал. Зная верхнюю граничную частоту спектра этого сигнала, в соответствии с теоремой отсчетов выберем интервал времени  $\Delta t$ , определяющий

периодичность отсчета мгновенных значений напряжения. Периодические отсчеты мгновенных значений аналогового сигнала называют дискретизацией. Обычно результаты этих отсчетов получают в виде числа, равного целому количеству «квантов» напряжения  $\Delta U$ , поэтому такой процесс называют квантованием. Минимальная величина  $\Delta U$  ограничивается наложенными на сигнал шумами. Не имеет смысла выбирать  $\Delta U$  меньше двойной амплитуды напряжения шума, так как при этом результат будет зависеть от значения напряжения шума в момент отсчета. Последнее замечание не относится к случаю выделения повторяющегося сигнала, маскируемого шумом, методом синхронного суммирования (см. раздел 8.4), когда шаг квантования  $\Delta U$  должен быть меньше ожидаемого минимального значения напряжения выделяемого сигнала.

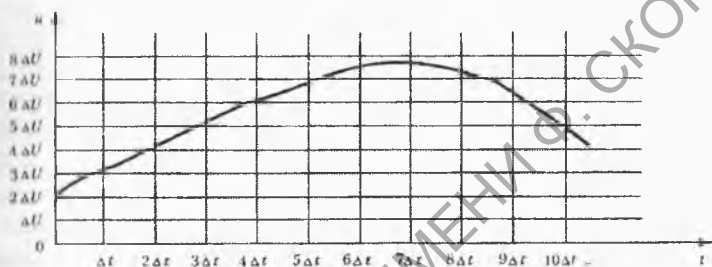


Рисунок 1.6 – Дискретизация и квантование при преобразовании аналогового сигнала в цифровой

При преобразовании аналоговых сигналов в цифровые максимальное число уровней квантования определяется качеством сигнала с наложенными на него шумами. Хорошим критерием качества является отношение сигнал/шум (С/Ш) на входе преобразователя. Это отношение получается делением возведенного в квадрат постоянного (в случае сигнала постоянного тока) или среднеквадратичного (эффективного) значения напряжения входного сигнала на квадрат среднеквадратичного значения напряжения шумов:

$$\frac{C}{Ш} = \frac{U_c^2}{U_{ш}^2} = \frac{P_c}{P_{ш}}, \quad (1.59)$$

где  $P_c$  — мощность полезного сигнала;  $P_{ш}$  — мощность шума, наложенного на полезный сигнал.

Максимальное число уровней квантования равно:

$$N = \sqrt{C/\Delta f} . \quad (1.60)$$

Таким образом, в результате дискретизации и квантования непрерывно изменяющегося во времени напряжения (аналогового сигнала) получается цифровой эквивалент – последовательность чисел, физический носитель которых и есть цифровой сигнал. В примере на рисунке 1.6 цифровой сигнал состоит из 3-разрядных двоичных слов: 010, 011, 100, 101, 110, 110, 111, 111, 111, 110, 100...

## 1.4 Шумы

Шум можно определить как любой сигнал, отличный от полезного, несущего информацию. Источники шумов можно разделить на три основных класса: *внутренние источники*, в которых шумы возникают в результате флуктуаций внутри физических систем (тепловой и дробовой шумы); *источники шумов искусственного происхождения* (двигатели, переключатели, передатчики сигналов других систем); *возмущения естественного происхождения* (молнии, всплески солнечной активности). Нежелательный эффект от воздействия шума называют *помехой*.

**Тепловой шум** возникает вследствие хаотического теплового движения электронов в проводниках. В 1928 г. Найквист показал, что среднеквадратическое (эффективное) значение ЭДС эквивалентного шумового генератора равно:

$$U_T = \sqrt{4kTR\Delta f} , \quad (1.61)$$

где  $R = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана;  $R$  – сопротивление цепи, Ом;  $T$  – абсолютная температура сопротивления, К;  $\Delta f$  – эквивалентная шумовая полоса пропускания, Гц (1.66). Тепловой шум учитывается путем включения в схему последовательно с «нешумящим» сопротивлением эквивалентного генератора напряжения шума (1.61) или параллельно с «нешумящим» сопротивлением эквивалентного генератора тока шума:

$$I_T = \sqrt{4kT\Delta f / R} . \quad (1.62)$$

Оба варианта включения взаимно эквивалентны и приводят к одинаковым результатам. Легко убедиться, что мощность, отдаваемая генератором шума в согласованную нагрузку, не зависит от величины  $R$  и равна:

$$P_T = kT\Delta f . \quad (1.63)$$

Тепловые шумы создаются только теми элементами электрических цепей, которые рассеивают энергию. Реактивные сопротивления емкости и индуктивности не могут быть источниками теплового шума. Мощность тепловых шумов, создаваемых любыми произвольным образом соединенными пассивными элементами, равна мощности тепловых шумов, генерируемых действительной частью комплексного сопротивления эквивалентной цепи.

Мгновенные значения напряжения теплового шума подчиняются нормальному (гауссову) распределению плотности вероятности:

$$p(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}U_{эф}} \exp(-u^2 / 2U_{эф}^2). \quad (1.64)$$

Функция  $p(u)$  имеет максимальное значение при  $u = 0$ , что отражает факт наибольшей вероятности значений вблизи нуля.

Вероятность получить результат измерения мгновенного напряжения между любыми двумя значениями  $u_1$  и  $u_2$  получается интегрированием функции (1.64) в пределах  $u_1$  и  $u_2$ :

$$P(u_1, u_2) = \int_{u_1}^{u_2} p(u) du. \quad (1.65)$$

Мощность тепловых шумов имеет равномерную частотную характеристику. Для любой данной полосы частот в любой части спектра мощность шумов на согласованной нагрузке есть величина постоянная и не зависит от величины сопротивления (1.63). Шум с равномерным распределением мощности по частоте называют белым шумом.

Полоса пропускания шумов  $\Delta f$  есть полоса пропускания рассматриваемой системы или схемы. Эта шумовая полоса определяется для системы при неизменном коэффициенте передачи в пределах полосы пропускания и нулевом коэффициенте передачи за ее пределами. Практические схемы имеют не такие идеальные характеристики. Для любой передаточной характеристики,  $K(f) = U_{вых} / U_{вх}$  или  $K(f) = I_{вых} / I_{вх}$ , существует эквивалентная шумовая полоса с постоянной величиной коэффициента передачи и шириной полосы:

$$\Delta f = \frac{1}{|K_0|^2} \int_0^{\infty} |K(f)|^2 df. \quad (1.66)$$

*Дробовой шум* возникает при прохождении тока через потенциа-



ный барьер. Случайный характер эмиссии электронов (или дырок) вызывает флуктуации тока относительно среднего значения. Этот шум присутствует как в электронных лампах, так и в полупроводниковых приборах. Теоретический анализ дробовых шумов провел немецкий физик Шоттки в 1918 г. Он показал, что среднеквадратическое значение тока этих шумов равно:

$$I_{др} = \sqrt{2qI_{cp}\Delta f}, \quad (1.67)$$

где  $q$  – заряд электрона,  $I_{cp}$  – среднее значение постоянного тока,  $\Delta f$  – шумовая полоса пропускания.

Спектральная плотность дробового шума равномерна. Плотность вероятности мгновенных значений шумового тока имеет гауссово (нормальное) распределение.

Теория Шоттки дробового шума применима для любого тока, представляющего последовательность независимых случайных импульсов, несущих одинаковые заряды. Это токи через  $p$ - $n$ -переходы полупроводниковых приборов, токи в электровакуумных приборах, а также потоки одинаковых заряженных или нейтральных частиц: фотоэлектронной и вторичной электронной эмиссий, молекулярных пучков, фотонов от раскаленных тел.

**Контактные шумы** вызываются флуктуацией проводимости контактов электрической цепи. Они возникают в реле, переключателях, транзисторах, диодах и других элементах. Большие контактные шумы генерируются композиционными резисторами, угольными микрофонами и другими элементами, содержащими множество соприкасающихся между собой частиц. К контактному относят и шумы эффекта мерцания катодов электронных ламп (фликкер-эффект).

Отличительные характеристики контактных шумов: пропорциональность эффективного значения шумового тока среднему значению постоянного тока; частотная зависимость плотности распределения мощности вида  $1/f$  экспериментально обнаружена в интервале частот от  $10^{-4}$  до  $10^7$  Гц. Распределение амплитуд контактных шумов имеет вид гауссовой кривой. Из-за своей частотной характеристики контактные шумы обычно преобладают в низкочастотных схемах и цепях.

**Импульсный шум** впервые был обнаружен в полупроводниковых диодах, а позднее был замечен и в интегральных схемах. Возникновение этого шума обусловлено производственными дефектами в  $p$ - $n$ -переходах полупроводниковых приборов. Импульсные шумы проявляются как резкие всплески и сопровождаются дискретными изменениями уровня выходного напряжения схемы. Длительность шумовых импульсов ко-

леблется от микросекунд до секунд. Импульсы появляются не периодически от нескольких сот импульсов в секунду до менее одного импульса в минуту. У любого конкретного устройства амплитуда импульсных шумов фиксирована, так как она является функцией параметров дефекта перехода. Обычно эта амплитуда в 2–100 раз превышает амплитуду тепловых шумов. Распределение спектральной плотности мощности импульсных шумов имеет вид приблизительно  $1/f^2$ .

**Внешние источники шумов** искусственного и естественного происхождения излучают электромагнитные поля, которые воздействуют на индуктивные и емкостные элементы электронных систем, возбуждая в них шумовые напряжения. Такие шумы иногда называют «наводками».

Шумы также могут возникать, когда токи от двух различных систем протекают через одно сопротивление. При этом падение напряжения, создаваемое каждой из схем на этом сопротивлении, является для другой схемы шумом.

Более полное описание шумов и методов их подавления можно найти в [12].

## 1.5 Идеальные и реальные источники напряжения и тока

При описании электронных систем пользуются понятием идеальных источников, или генераторов ЭДС  $e_r$  и тока  $i_r$  (рисунок 1.7, а).

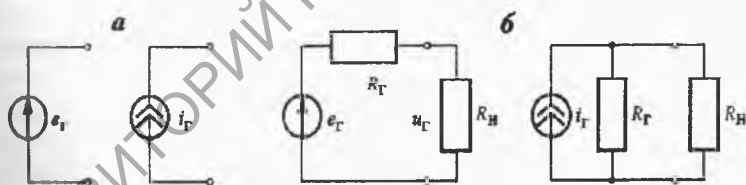


Рисунок 1.7 – Идеальные (а) и реальные (б) генераторы

Идеальным генератором ЭДС (генератором напряжения) называется источник постоянного или переменного напряжения, значение которого на выходных зажимах не изменяется при подключении любого сопротивления нагрузки  $R_n$ . Это возможно, если источник напряжения обладает бесконечно малым внутренним дифференциальным сопро-

тивлением  $\left( R_r = \frac{du_r}{di_r} \rightarrow 0 \right)$ . Такой источник имеет бесконечно большую выходную мощность, так как при  $R_r \rightarrow 0$   $i_{\text{вых}} \rightarrow \infty$  при номинальном выходном напряжении.

Идеальным генератором тока называется источник постоянного или переменного тока, не зависящего от сопротивления нагрузки. Идеальный источник тока имеет бесконечно большое внутреннее дифференциальное сопротивление ( $R_r \rightarrow \infty$ ).

Реальные генераторы имеют внутреннее сопротивление  $R_r$  конечной величины (рисунок 1.7, б). При равных  $R_r$  источники напряжения и тока взаимно эквивалентны, так как при подключении к их выходам одинаковых сопротивлений нагрузки токи в нагрузках будут равны.

Легко показать, что отдаваемая генератором в нагрузку мощность максимальна при  $R_n = R_r$ . В этом случае говорят, что сопротивление нагрузки согласовано с выходным сопротивлением генератора. При согласованном включении источник отдает в нагрузку половину вырабатываемой мощности, а вторая половина рассеивается в самом источнике, т. е. коэффициент полезного действия  $\eta = 0,5$ . Для обеспечения большего  $\eta$  необходимо обеспечить неравенство  $R_r < R_n$ , причем  $\eta$  возрастает с усилением этого неравенства, т. е. с увеличением отношения  $R_n / R_r$ .

При описании электрических цепей будем придерживаться обозначений напряжений и токов, указанных в таблице (1.2)

Таблица 1.2 – Обозначения напряжений и токов

Форма сигнала	Буква для обозначения		Пример
	величины	индекса	
Общая зависимость величины от времени	Строчная	Прописная	$u_{БЭ}, i_K$
Постоянная составляющая сигнала	Прописная	Прописная	$U_{КЭ}, I_K$
Амплитуда синусоидального сигнала	Прописная	Строчная	$U_{б}, I_{б}$
Переменная составляющая сигнала	Строчная	Строчная	$u_{б}, i_k$

Комплексные и векторные величины выделяются жирным шрифтом.

## Контрольные задания и вопросы

1 Запишите функцию, определяющую ступенчато изменяющееся напряжение. Нарисуйте график этой функции.

- 2 Напишите формулу фильтрующего действия дельта-функции.
- 3 Чем отличается реальное синусоидальное напряжение от гармонической функции?
- 4 Напишите формулу ряда Фурье в комплексной форме.
- 5 Напишите уравнение 2-го порядка в символической форме.
- 6 Дайте определение переходной функции и импульсной переходной функции.
- 7 Напишите формулу преобразования Лапласа.
- 8 Какие действия над лапласовскими изображениями функций соответствуют операции дифференцирования / интегрирования оригиналов этих функций?
- 9 Дайте определение понятия «передаточная функция».
- 10 Как получить передаточную функцию электрического четырехполюсника, пользуясь понятием операторного сопротивления?
- 11 Назовите основные виды частотных характеристик.
- 12 Сформулируйте теорему отсчетов.
- 13 Кратко изложите процедуру преобразования аналогового сигнала в цифровой.
- 14 Назовите основные виды шумов и их источники.

## 2 Пассивные элементы и цепи

Радиоэлектронные системы состоят из пассивных и активных элементов, соединенных в электрические цепи различной конфигурации.

**Пассивными** называют элементы электрической цепи, которые не могут увеличивать мощность действующего в цепи сигнала. К пассивным элементам относятся резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности и соединительные провода.

### 2.1 Резисторы

*Резистор* – структурный элемент электрической цепи, оказывающий известное (номинальное) сопротивление электрическому току. Сопротивление резистора определяется по закону Ома:

$$R = \frac{U}{I}, \quad (2.1)$$

где  $U$  – напряжение, приложенное к выводам резистора;  $I$  – протекающий через резистор ток. Природа этого сопротивления известна из курса физики.

В радиоэлектронных схемах резистор следует рассматривать как *преобразователь напряжения в ток*:

$$I = \frac{U}{R}, \quad (2.2)$$

либо как *преобразователь тока в напряжение*:

$$U = IR. \quad (2.3)$$

Дискретные резисторы обычно представляют собой керамический цилиндр, на поверхность которого нанесена металлическая или графитовая пленка, а к торцам прикреплены проволочные выводы.

Резисторы также бывают проволочные (на керамический цилиндр намотана проволока с большим удельным сопротивлением), композиционные (изготавливаются из специальной смеси с наполнителем графитового порошка), полупроводниковые и др. Промышленность выпускает резисторы с сопротивлением от 0,01 до  $10^{12}$  Ом и допустимой мощностью рассеивания от 1/8 до 250 Вт с допуском от 0,005 до 20 %. Стандартный диапазон значений сопротивлений от 1 Ом до 100 ГОм.

Резисторы на постоянном и низкочастотных переменных токах практически идеально описываются законом Ома (2.1) и соответствуют условному графическому обозначению (рисунок 2.1, а). Однако на высоких частотах сказывается шунтирующая емкость и последовательная индуктивность. Для большинства резисторов пригодна эквивалентная схема (рисунок 2.1, в). В типичном углеродистом резисторе изображенная на эквивалентной схеме шунтирующая емкость имеет значение порядка 0,1–0,5 пФ. Величина индуктивности определяется в основном выводами, за исключением проволочных резисторов, у которых основной вклад в индуктивность вносит сам резистор. Проволочные резисторы из-за их спиральной структуры имеют большую индуктивность, чем композиционные. При анализе схемы индуктивностью резистора (за исключением проволочных резисторов и резисторов с очень малым сопротивлением) можно пренебречь. Однако данная характеристика делает его чувствительным к наводкам от внешних магнитных полей.

Шунтирующая емкость существенна для высокоомных резисторов. Например, измеренное значение полного сопротивления углеродистого резистора 1 МОм с мощностью рассеивания 0,5 Вт на частоте 500 кГц равно 560 кОм. При этом шунтирующее емкостное сопротивление приводит к заметному сдвигу фазы между током и напряжением.

Все резисторы генерируют напряжение шумов. Последнее обусловлено как тепловыми, так и другими шумами, например, дробовыми и контактными.

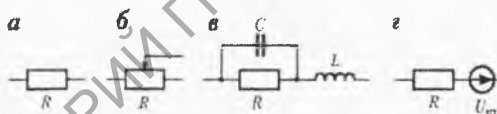


Рисунок 2.1 – Условное графическое обозначение постоянного (а) и переменного (б) резисторов, эквивалентная схема резистора в высокочастотных цепях (в) и шумовая эквивалентная схема (г)

Из всех типов резисторов меньше всего шумят проволочные, а больше всего – композиционные резисторы. В дополнение к тепловым шумам последние генерируют контактные шумы, поскольку изготовлены из множества контактирующих отдельных частичек. Когда ток через композиционный резистор не течет, шумы приближаются к тепловым. При протекании тока создаются контактные шумы, напряжение которых пропорционально току и обратно пропорционально частоте. Поэтому на низких частотах преобладают контактные шумы. Частоты, на

которых уровень шумов приближается к уровню тепловых шумов резисторов, различны для резисторов разных типов и зависят от тока.

Переменные резисторы (рисунок 2.1, б) генерируют те же шумы, что и постоянные. Кроме того, в них возникают шумы от контакта ползунка с поверхностью токопроводящей части резистора.

Сопротивление различных резисторов в разной степени зависит от температуры и характеризуется температурным коэффициентом сопротивления (ТКС), определяющим относительное изменение сопротивления при изменении температуры на 1 К:

$$\text{ТКС} = \frac{\Delta R}{R} \Delta T^{-1}. \quad (2.4)$$

Резистор, у которого зависимость сопротивления от температуры используется как полезное свойство, а ТКС является основным параметром, называется *терморезистором*. Полупроводниковый терморезистор с отрицательным ТКС называется *термистором*.

## 2.2 Конденсаторы

*Конденсатор* состоит из двух проводников, разделенных диэлектриком, и имеет два вывода (рисунок 1.2). Емкость конденсатора  $C$  определяется формулой:

$$C = \frac{Q}{U}, \quad (2.5)$$

где  $Q$  – накопленный в конденсаторе заряд;  $U$  – напряжение на выводах обкладок конденсатора:

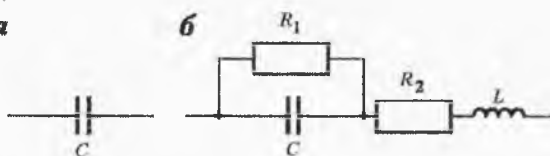


Рисунок 2.2 – Условное графическое обозначение конденсатора (а) и его эквивалентная схема для высоких частот (б)

Определяющую формулу (2.5) можно переписать в виде:

$$u_c = \frac{Q}{C} \Big|_{Q=\int idt} = \frac{1}{C} \int idt. \quad (2.6)$$

Выражение (2.6) позволяет рассматривать конденсатор как элемент электрической цепи, *преобразующий ток  $i$  в напряжение  $u$  с одновременным интегрированием тока.*

Другая форма записи формулы (2.6)  $Cu = Q = \int idt$ , после дифференцирования дает:

$$i = C \frac{du}{dt}, \quad (2.7)$$

что позволяет рассматривать конденсатор как *преобразователь напряжения в ток с одновременным дифференцированием напряжения.* Для синусоидального тока:

$$I = I e^{j\omega t} \quad (2.8)$$

выражение (2.6) принимает вид:

$$U_c = \frac{1}{j\omega C} I \Big|_{\frac{1}{\omega C} = X_c} = -jX_c I. \quad (2.9)$$

По аналогии с законом Ома коэффициент  $X_c = 1/\omega C$ , связывающий в формуле (2.9) ток  $I$  с напряжением  $U$ , называют *реактивным сопротивлением*, так как разность фаз между током и напряжением равна  $\pi/2$  радиан.

Емкостное реактивное сопротивление обусловлено тем, что перезаряжающий емкость конденсатора ток создает на обкладках конденсатора напряжение, противоположное напряжению, вызвавшему этот ток – действует известное в физике правило Ленца.

По конструкции различают конденсаторы постоянной, переменной емкости и подстроечные (полупеременные), а по материалу диэлектрика – воздушные и конденсаторы с твердым диэлектриком. Последние можно подразделить на конденсаторы с неорганическим диэлектриком (слюдяные, керамические, стеклянные), конденсаторы с органическим диэлектриком (бумажные, полистирольные, фторопластовые) и конденсаторы с диэлектриком из тонкой оксидной пленки, образованной на поверхности обкладок (так называемые электролитические конденсаторы).

Конденсаторы с неорганическим диэлектриком имеют высокую стабильность, но небольшую емкость. Конденсаторы с органическим диэлектриком могут иметь значительно большую емкость, но менее стабильны. Электролитические конденсаторы имеют очень большую



емкость, но работают только при напряжении одной полярности.

Основные параметры конденсаторов:

- номинальная емкость (соответствует стандартной шкале);
- класс точности (определяет допустимые отклонения емкости от номинального значения);
- электрическая прочность (характеризуется рабочим, испытательным и пробивным напряжением);
- сопротивление изоляции (составляет несколько ГОм);
- тангенс угла потерь  $\text{tg}\delta$ ;
- температурный коэффициент емкости (ТКЕ) (относительное изменение емкости при изменении температуры на 1 К).

Реальный конденсатор не является чистой емкостью, а обладает также сопротивлением и индуктивностью (рисунок 2.2, б). Индуктивность  $L$  создается как выводами, так и структурой самого конденсатора,  $R_1$  является сопротивлением параллельной утечки и зависит от качества диэлектрика,  $R_2$  – эквивалентное сопротивление потерь, связанное с тангенсом угла потерь в диэлектрике конденсатора ( $\text{tg}\delta = R_2/X_c$ ).

Одним из наиболее важных показателей при выборе типа конденсатора является его рабочая частота. Максимальная рабочая частота конденсатора обычно ограничивается его паразитной индуктивностью. На некоторой частоте в конденсаторе возникает собственный последовательный резонанс. На частотах выше частоты собственного резонанса конденсатор имеет индуктивное сопротивление, увеличивающееся с частотой. На рисунке 2.3 представлена частотная зависимость импеданса бумажного конденсатора емкостью 0,1 мкФ [12].

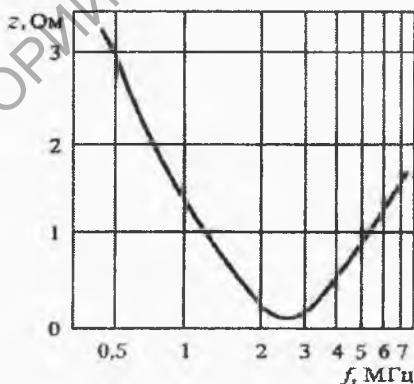


Рисунок 2.3 – Частотная зависимость полного сопротивления бумажного конденсатора емкостью 0,1 мкФ

Очень малые эквивалентное сопротивление потерь и индуктивность имеют слюдяные и керамические конденсаторы; они применяются до частот  $\sim 500$  МГц. Наиболее близки к идеальным полистирольные конденсаторы. Ни один из типов конденсаторов не обеспечивает удовлетворительной фильтрации во всем диапазоне от звуковых до сверхвысоких частот. Данное требование выполнимо только при условии параллельного включения двух различных конденсаторов (например, электролитический и керамический, бумажный и керамический). Доказано [12], что реактивные сопротивления не могут быть источниками теплового шума.

Номинальные значения сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов регламентируются рядами. В качестве рядов номинальных значений сопротивлений постоянных резисторов и емкостей постоянных конденсаторов (кроме электролитических) используют ряды предпочтительных чисел, установленные Международной электротехнической комиссией и отечественными стандартами и обозначаемые буквой E (таблица 2.1). Ряды E6, E12, E24, ..., E192 содержат соответственно 6, 12, 24, ..., 192 номинальных значений величин (единицы, десятки, сотни Ом, кОм, МОм, ГОм, пФ, нФ, мкФ, Ф) в одном десятичном порядке.

Таблица 2.1 – Ряды E номинальных значений сопротивлений постоянных резисторов и емкостей постоянных конденсаторов

Индекс ряда	Номинальные значения						Допускаемые отклонения от номинальных значений, %
E6	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	$\pm 20$
E12	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	$\pm 10$
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2	
E24	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	$\pm 5$
	1,1	1,6	2,4	3,6	5,1	7,5	
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2	
	1,3	2,0	3,0	4,3	6,2	9,1	

### 2.3 Индуктивные элементы

Индуктивность  $L$  определяется из формулы:

$$\Phi = LI, \quad (2.10)$$

где  $\Phi$  – магнитный поток через замкнутый контур с током  $I$ .

Действие индуктивных элементов в электрических цепях обусловлено законом электромагнитной индукции Фарадея. ЭДС самоиндукции равна:

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} = -L \frac{di}{dt}, \quad (2.11)$$

Согласно правилу Ленца ЭДС самоиндукции противодействует возбудившему ток напряжению, поэтому падение напряжения на индуктивности  $L$  для синусоидального тока (2.7) равно:

$$U_L = L \frac{dI}{dt} = j\omega LI = jX_L I. \quad (2.12)$$

По аналогии с законом Ома величину  $L\omega$  называют *индуктивным сопротивлением* синусоидальному току:

$$jX_L = j\omega L. \quad (2.13)$$

Мнимая единица  $j$  показывает, что это сопротивление реактивное, т. е. в нем не рассеивается электрическая энергия.

Согласно формуле (2.11) индуктивность можно использовать для преобразования скорости изменения тока  $i$  в напряжение  $u_L$ . Проинтегрировав данную формулу, имеем:

$$i = \frac{1}{L} \int u_L dt. \quad (2.14)$$

Последнее выражение позволяет использовать индуктивность как *интегрирующий элемент при преобразовании напряжения в ток*.

В идеальном случае катушка индуктивности должна была бы иметь только индуктивность, однако реально провод в катушке обладает последовательным сопротивлением, а между витками обмотки имеется распределенная емкость, показанная на рисунке 2.4 как эквивалентная сосредоточенная емкость  $C$ . На некоторой частоте возникает резонанс токов.

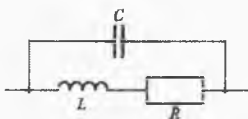


Рисунок 2.4 – Эквивалентная схема катушки индуктивности

Собственная резонансная частота определяет верхнюю частоту, на

которой можно использовать катушку индуктивности.

Катушки индуктивности чувствительны к магнитным полям и сами способны генерировать такие поля, поэтому их часто приходится экранировать.

Две катушки индуктивности, связанные магнитным потоком (обычно через магнитный сердечник), образуют трансформатор.

*Соединительные проводники* в электрических цепях обычно не рассматривают как элементы, однако они обладают параметрами, влияющими на характеристики электронных систем. Одним из наиболее важных параметров является индуктивность. Даже на низких частотах проводник может иметь индуктивное сопротивление, превышающее омическое. Вторая очень важная характеристика проводника – его сопротивление. Выбор сечения проводника определяется в основном максимально допустимым падением напряжения на нем при заданном значении тока. На высоких частотах вследствие скин-эффекта сопротивление проводника увеличивается. Поэтому для передачи высокочастотных и коротких импульсных сигналов круглые провода менее пригодны, чем тонкие полоски фольги на печатных платах.

## 2.4 Общие свойства линейных цепей с сосредоточенными параметрами

Различные конфигурации электрического соединения пассивных элементов образуют электрические цепи.

Линейными называются цепи, воздействие которых на проходящие через них сигналы описывается линейными уравнениями с постоянными коэффициентами. Физический смысл этого определения состоит в том, что параметры линейной цепи не зависят от приложенного напряжения и времени.

Если геометрические размеры цепи намного меньше длины волны действующего в ней сигнала, то она называется цепью с сосредоточенными параметрами и описывается обыкновенными дифференциальными уравнениями. Если в цепи отсутствуют реактивные сопротивления или ими можно пренебречь, то она описывается алгебраическими уравнениями.

Напомним связь между током  $i$  и напряжением  $u$  для пассивных элементов цепи:

$$u_R = Ri; u_L = L \frac{di}{dt}; u_C = \frac{1}{C} \int idt. \quad (2.15)$$

Согласно формулам (2.3), (2.9) и (2.12) для синусоидальных токов общее сопротивление  $Z$  цепи из последовательно соединенных омического индуктивного и емкостного сопротивлений (резистор, катушка индуктивности и конденсатор) является комплексным:

$$Z = R + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (2.16)$$

Модуль комплексного сопротивления  $Z$  называют *полным сопротивлением* или *импедансом*  $z$  цепи:

$$z = \sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}. \quad (2.17)$$

Разность фаз между током и напряжением:

$$\varphi = \arctg(X / R). \quad (2.18)$$

На некоторой частоте  $\omega_0 = (LC)^{-1/2}$  абсолютные значения индуктивного  $\omega_0 L$  и емкостного  $1/\omega_0 C$  сопротивлений становятся равными:

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \quad (2.19)$$

При этом суммарное реактивное сопротивление цепи становится равным нулю, наступает резонанс.

Различают статическое и дифференциальное сопротивления. *Статическое сопротивление* определяется как отношение падения напряжения на участке цепи к протекающему току. *Дифференциальное сопротивление* определяется как производная от напряжения по току. В практических вычислениях при графическом представлении вольт-амперных характеристик вместо производной обычно берут отношение достаточно малого конечного приращения напряжения к отвечающему ему приращению тока. Рассмотрим некоторые наиболее часто встречающиеся в радиоэлектронных системах цепи.

## 2.5 Делители напряжения, RC-фильтры

Согласно (1.38) делитель напряжения (рисунок 2.5, а) имеет передаточную функцию

$$W(s) = \frac{Z_2(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)}. \quad (2.20)$$

Если такой делитель состоит из резисторов (рисунок 2.5, б), то его коэффициент передачи действительный:

$$K = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.21)$$

Формулу (2.21) легко вывести путем следующих рассуждений. Входное сопротивление  $(R_1 + R_2)$  делителя по закону Ома преобразует напряжение  $u_1$  в ток, который на выходном сопротивлении  $R_2$  создает падение напряжения  $u_2$ , являющееся выходным напряжением; коэффициент передачи напряжения есть отношение  $u_2/u_1$ .

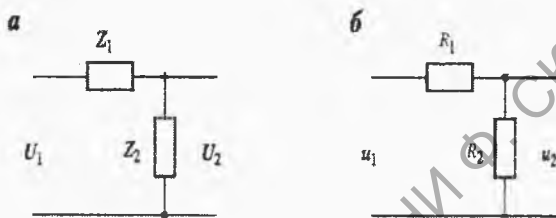


Рисунок 2.5 – Принципиальная схема простейшего делителя напряжения на комплексных (а) и омических (б) сопротивлениях

Рассмотрим делитель по схеме на рисунке 2.6, а. Согласно (2.20), (1.41) и (1.46) его АФЧХ:

$$W(j\omega) = \frac{R}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{1 + 1/j\omega CR} \Big|_{RC=\tau} = \frac{1}{1 + 1/j\omega\tau} \quad (2.22)$$

Зависимость модуля коэффициента передачи от частоты называют *амплитудной частотной характеристикой (АЧХ)*:

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + 1/\omega^2\tau^2}} \quad (2.23)$$

Разность фаз  $\varphi$  между выходным напряжением  $u_2$  и входным напряжением  $u_1$  согласно формуле (2.18):

$$\varphi = \arctg \frac{1}{\omega\tau} \quad (2.24)$$

также зависит от частоты и называется *фазовой частотной характери-*

стики (ФЧХ). По своим частотным характеристикам цепочка, составленная из конденсатора и резистора по схеме на рисунке 2.6, а является фильтром верхних частот (ФВЧ) с граничной частотой  $\omega_n = \tau^{-1}$ .

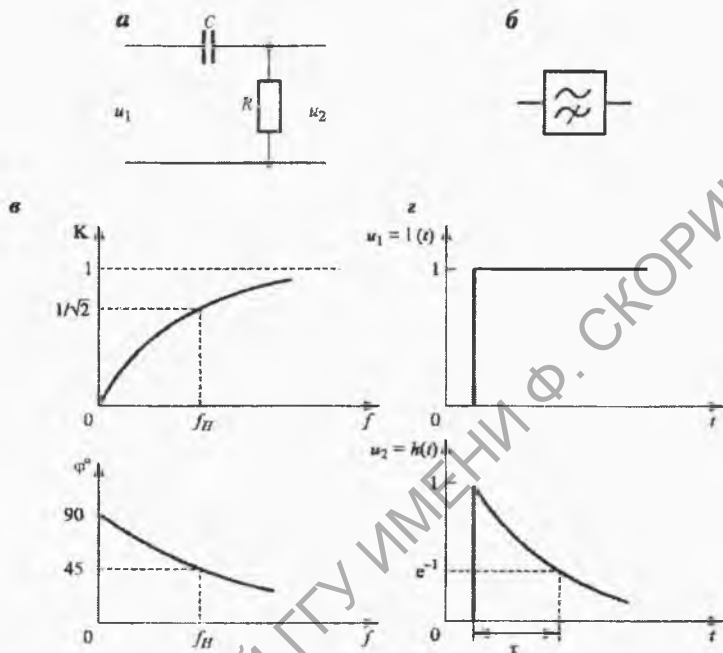


Рисунок 2.6 – Принципиальная схема RC-фильтра верхних частот (а), его условное графическое обозначение (б), частотные (в) и переходная (г) характеристики

Рассматривая цепочку на рисунке 2.6, а во временной области, можно записать уравнение Кирхгофа:

$$u_1(t) = Ri + \frac{1}{C} \int idt. \quad (2.25)$$

Продифференцировав выражение (2.25) по  $t$  и приняв во внимание, что выходное напряжение  $u_2 = Ri$ , получим:

$$\frac{du_1}{dt} = \frac{du_2}{dt} + \frac{1}{RC} u_2. \quad (2.26)$$

При анализе формулы (2.26) и подобных выражений удобно пользоваться понятиями «быстрые» и «медленные» сигналы. Когда  $\frac{du}{dt} \gg \frac{u}{RC}$  сигналы называют быстрыми, а при  $\frac{du}{dt} \ll \frac{u}{RC}$  их называют медленными.

Для быстрых сигналов выражение (2.26) принимает вид:

$$\frac{du_1}{dt} = \frac{du_2}{dt} \quad (2.27)$$

После интегрирования имеем:

$$u_2 = u_1 - U, \quad (2.28)$$

где  $U$  – постоянная составляющая входного напряжения  $u_1$ .

Это значит, что цепочка по схеме на рисунке 2.6, а *быстрые сигналы передает на выход, исключая при этом постоянную составляющую.*

Такую цепь часто применяют для отделения переменного напряжения сигналов от постоянного напряжения источников питания.

Для медленных сигналов формула (2.26) принимает вид:

$$u_2 = RC \frac{du_1}{dt} \quad (2.29)$$

Это означает, что такой цепью дифференцируются *медленные сигналы*, поэтому ее часто называют *дифференцирующей цепочкой*.

Постоянную времени  $\tau = RC$  дифференцирующей цепочки можно экспериментально найти из частотной характеристики ( $\tau = \omega_n^{-1}$ ) либо из переходной характеристики (рисунок 2.6, в, г). *Переходной характеристикой* называют реакцию цепи на единичный скачок входного сигнала. Для рассматриваемой цепи она имеет вид:

$$h(t) = e^{-t/\tau} \quad (2.30)$$

На рисунке 2.7, а показана схема *фильтра нижних частот (ФНЧ)*. Его частотные характеристики (рисунок 2.7, в):

$$W(j\omega) = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{1 + j\omega CR} = \frac{1}{1 + j\omega\tau} \quad (2.31)$$

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}, \quad (2.32)$$

$$\varphi = -\arctg \omega\tau \quad (2.33)$$



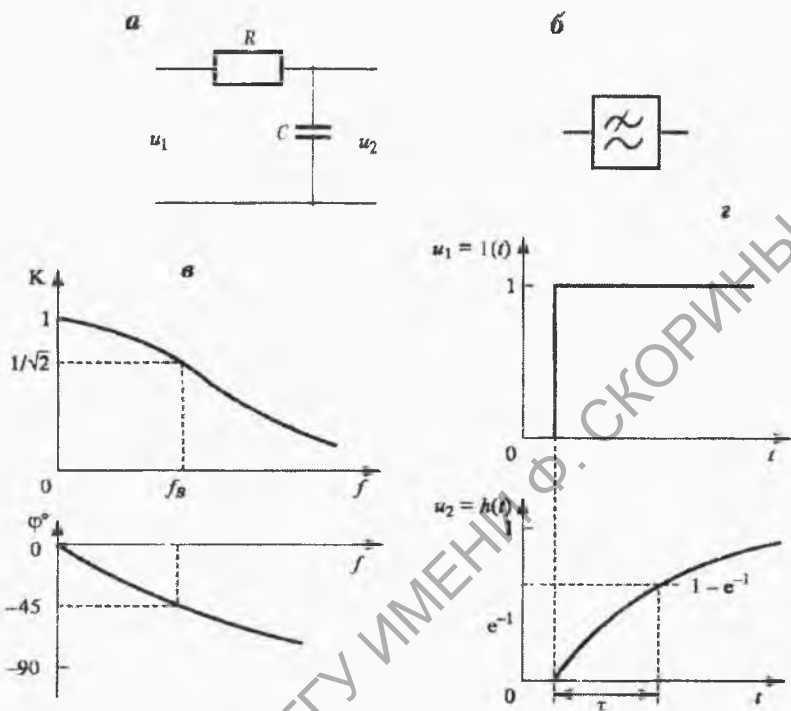


Рисунок 2.7 – Принципиальная схема  $RC$ -фильтра нижних частот (а), его условное графическое обозначение (б), частотные (в) и переходная (г) характеристики

Во временной области цепь на рисунке 2.7, а описывается уравнением

$$u_1 = Ri + u_2 \quad (2.34)$$

С учетом того, что  $u_2 = \frac{1}{C} \int i dt$ ,  $i = C \frac{du_2}{dt}$  формула (2.34) приводится к виду:

$$\frac{u_1}{RC} = \frac{du_2}{dt} + \frac{u_2}{RC}. \quad (2.35)$$

Для медленных сигналов из выражения (2.35) следует:

$$u_2 = u_1. \quad (2.36)$$

Для быстрых сигналов из выражения (2.35) получаем:

$$u_2 = \frac{1}{RC} \int u_1 dt, \quad (2.37)$$

т. е. выходное напряжение пропорционально интегралу входного напряжения. Поэтому такую цепочку часто называют *интегрирующей*.

Переходная характеристика рассмотренного ФНЧ имеет вид (рисунок 2.7, г):

$$h(t) = 1 - e^{-t/\tau}. \quad (2.38)$$

## 2.6 Компенсированный делитель напряжения

Резисторный (омический) делитель напряжения часто работает на емкостную нагрузку  $C_2$  (входная емкость приемника ослабленного сигнала). При этом он представляет собой фильтр нижних частот (рисунок 2.8, а). Такой делитель обедняет высокочастотными гармониками спектр выходного сигнала (по сравнению со спектром входного сигнала). Переходная характеристика делителя также соответствует переходной характеристике интегрирующей цепи. Действие фильтра нижних частот можно компенсировать с помощью фильтра верхних частот, который образуется добавлением компенсирующего конденсатора  $C_1$  (рисунок 2.8, б). Расчет параметров этой цепи следует производить таким образом, чтобы емкостный и омический делители имели одинаковый коэффициент передачи: выполнение условия  $R_1 C_1 = R_2 C_2$ .

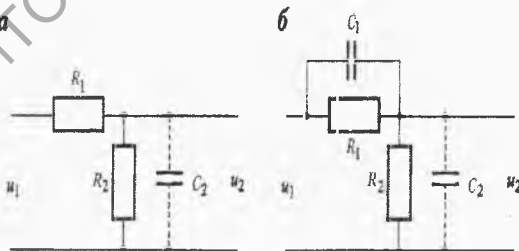


Рисунок 2.8 – Резисторный делитель напряжения, нагруженный емкостью  $C_2$  (а), и схема включения компенсирующей емкости  $C_1$  (б)

Это обеспечит неискаженную передачу на выход делителя спектра входного сигнала (все гармоники передаются с одинаковым коэффициентом). Правильно выбранная емкость компенсирующего конденсатора обеспечивает также неискаженную передачу прямоугольных импульсов (без удлинения фронта и выброса в начале вершины).

## 2.7 Пассивный полосовой RC-фильтр

Полосовой фильтр получают путем последовательного соединения фильтров нижних и верхних частот. Одна из возможных схем показана на рисунке 2.9, а. Передаточную функцию и частотные характеристики легко получить, рассматривая этот фильтр как ненагруженный делитель, составленный из комплексных сопротивлений. Общий вид частотных характеристик показан на рисунке 2.9, в.

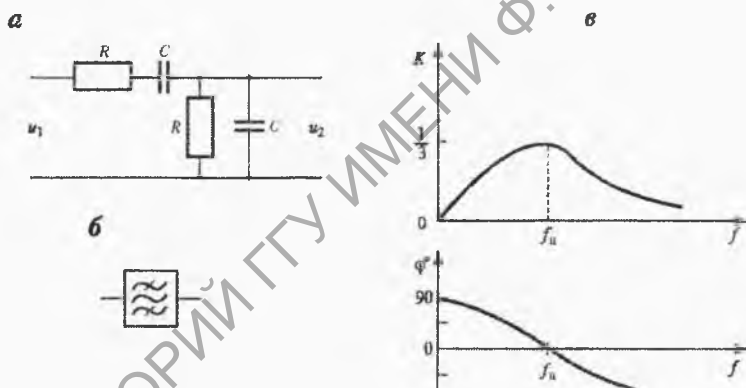


Рисунок 2.9 – Принципиальная схема пассивного полосового – RC-фильтра (а), его условное графическое обозначение (б) и частотные характеристики (в)

Центральная частота полосы прозрачности вычисляется по формуле:

$$f_u = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.39)$$

На центральной частоте коэффициент передачи  $A_u = 1/3$ , фазовый сдвиг  $\varphi = 0$ .

## 2.8 Режекторные RC-фильтры

Если схему полосового фильтра на рисунке 2.9 дополнить сопротивлениями  $R_1$  и  $2R_1$ , то получится мост Вина-Робинсона (рисунок 2.10, а). Омический делитель напряжения имеет частотно-независимый коэффициент передачи равный  $1/3$ . При этом на центральной частоте выходное напряжение равно нулю, т. е. фильтр является режекторным. Он может применяться для подавления сигналов в определенной частотной области, прилегающей к  $f_u$ . Графики АЧХ и ФЧХ приведены на рисунке 2.10, в.

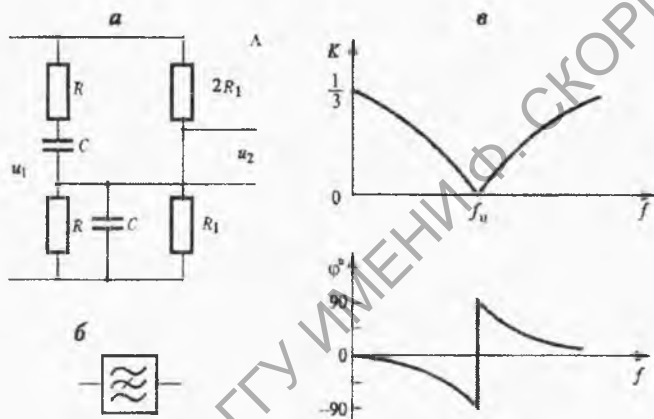


Рисунок 2.10 – Принципиальная схема моста Вина-Робинсона (а), условное обозначение заградительного фильтра (б), его частотные характеристики (в)

Режекторным фильтром является также двойной Т-образный фильтр (рисунок 2.11). В отличие от моста Вина-Робинсона выходное напряжение снимается относительно общей точки («земли»). Сигналы очень высоких частот ( $f \rightarrow \infty$ ) полностью передаются через два конденсатора  $C$ , а очень низких частот ( $f \rightarrow 0$ ) – через резисторы  $R$ . Обычно сопротивления резисторов и емкости конденсаторов удовлетворяют условию  $R_1 = 2R_2$  и  $C_2 = 2C_1$ , тогда  $f_u = 1/2\pi R_1 C_1$ .

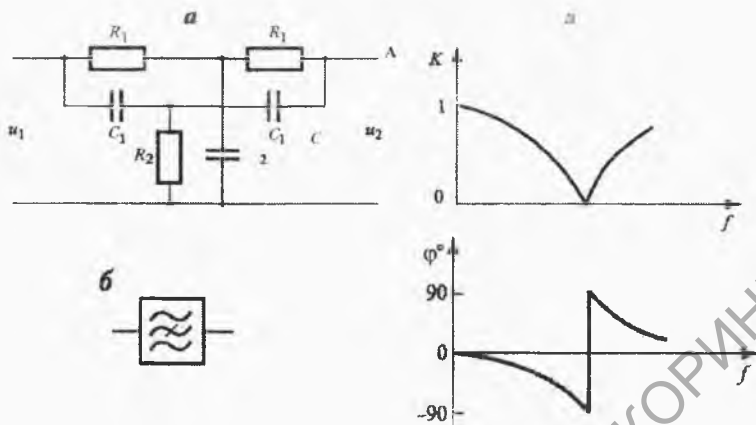


Рисунок 2.11 – Принципиальная схема двойного Т-образного моста (а), условное графическое обозначение режекторного фильтра (б) и его частотные характеристики (в)

## 2.9 Колебательные контуры

В  $RLC$ -цепи явление резонанса наступает при равенстве между собой модулей индуктивного и емкостного сопротивлений (2.19). Резонансные свойства наиболее полно проявляются в так называемых колебательных, или резонансных контурах. Колебательный контур образуется при соединении в замкнутую цепь катушки индуктивности  $L$  и конденсатора  $C$ . По способу включения в эту  $LC$ -цепь источника электрической энергии (электрических колебаний) различают последовательный и параллельный колебательные контуры.

**Последовательный колебательный контур** образуется в цепи по схеме на рисунке 2.12.

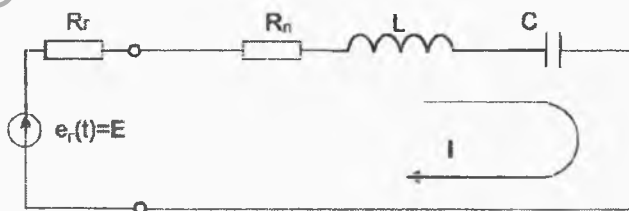


Рисунок 2.12 – Схема последовательного колебательного контура

Резонансные свойства контура хорошо проявляются, когда сопротивление потерь  $R = (R_r + R_n) \ll \rho$ , где  $\rho$  – характеристическое сопротивление контура. Сопротивление потерь  $R$  является эквивалентным сопротивлением, характеризующим суммарные потери на джоулево тепло во всех элементах цепи, включая внутреннее сопротивление генератора. Если источник вырабатывает гармоническую э.д.с:

$$e_r(t) = E e^{j\omega t} = E, \quad (2.40)$$

то ток в контуре будет также гармоническим:

$$i(t) = I = \frac{E}{Z} = \frac{E}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}. \quad (2.41)$$

Амплитуда тока определяется импедансом цепи (2.17) и равна:

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}. \quad (2.42)$$

Разность фаз между током и напряжением согласно (2.18) равна:

$$\varphi = \text{arctg} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}. \quad (2.43)$$

Падение напряжения на индуктивности и емкости соответственно равно:

$$u_L(t) = U_L = j\omega L I = \frac{j\omega L}{R_n + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} E; \quad (2.44)$$

$$u_C(t) = U_C = \frac{1}{j\omega C} I = \frac{-\frac{1}{\omega C}}{R_n + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} E. \quad (2.45)$$

Когда реактивное сопротивление индуктивности равно по модулю реактивному сопротивлению емкости, суммарное реактивное сопротивление цепи принимает нулевое значение, общее сопротивление цепи

становится минимальным и чисто активным; амплитуда тока в цепи достигает максимума, разность фаз между током и напряжением источника становится равной нулю. Описанная ситуация называется *резонансом напряжений* и наступает при частоте  $\omega_0$ , которая определяется условием:

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}, \quad (2.46)$$

равна:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{или} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.47)$$

и называется резонансной частотой.

Величина:

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \quad (4.16) = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.48)$$

называется *характеристическим* (или *волновым*) сопротивлением резонансного контура. Величина, равная отношению характеристического сопротивления  $\rho$  к сопротивлению потерь ( $R_n$ ), называется *добротностью* резонансного контура:

$$Q = \frac{\rho}{R_n}. \quad (2.49)$$

При резонансной частоте (2.47) ток в цепи становится максимальным:

$$I_{\text{рез}} = \frac{E}{R_n}, \quad (2.50)$$

а выражения (2.44) и (2.45) принимают вид:

$$U_{L\text{рез}} = \frac{j\omega_0 L}{R_n} E; \quad (2.51)$$

$$U_{C\text{рез}} = -\frac{j}{\omega_0 C R_n} E. \quad (2.52)$$

Выражения (2.51 и 2.52) показывают, что при резонансе напряжений на индуктивности и емкости взаимно равны по модулю и противофазны (разность фаз между ними равна  $180^\circ$ ), поэтому их сумма в любой момент времени равна нулю, но каждое из них может быть существенно

больше напряжения генератора. Согласно (2.48), (2.49), (2.51) и (2.52) амплитуды напряжений  $U_{Lрез}$  и  $U_{Cрез}$  в  $Q$  раз превышают амплитуду э.д.с. генератора ( $E$ ). Здесь  $Q$  – добротность контура, которая с учетом принятых обозначений и выражений (2.46), (2.47), (2.51) и (2.52) может быть определена одним из способов:

$$Q = \frac{U_{Lрез}}{E} = \frac{U_{Cрез}}{E} = \frac{\omega_0 L}{R_{\Pi}} = \frac{1}{\omega_0 C R_{\Pi}} = \frac{\rho}{R_{\Pi}}. \quad (2.53)$$

Зависимость амплитуды тока в контуре от частоты, выражаемая обычно в нормированном виде ( $I/I_{рез}$ ) называется *резонансной характеристикой*:

$$A(\omega) = \frac{I(\omega)}{I_{рез}} \left| \begin{array}{l} (2.42) \\ (2.50) \end{array} \right. = \frac{R_{\Pi}}{\sqrt{R_{\Pi}^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \left| \begin{array}{l} (2.53) \\ (2.48) \end{array} \right. = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}. \quad (2.54)$$

Общий вид графиков резонансной (2.54) и фазовой (2.43) характеристик колебательного контура показан на рисунке 2.13.

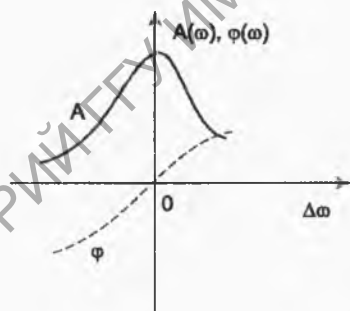


Рисунок 2.13 – Примерный вид резонансных характеристик LC-контура

При малых расстройках относительно резонансной частоты, т. е. при небольших отклонениях частоты от резонансной, выражение в скобках в (2.54) можно преобразовать следующим образом:

$$\varepsilon = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{\omega + \omega_0}{\omega} - \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \approx \frac{2\omega}{\omega} \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}. \quad (2.55)$$



Величину  $\epsilon$  называют относительной расстройкой.

Для описания свойств контура пользуются также *обобщенной расстройкой*, определяемой как отношение реактивного сопротивления контура ( $X$ ) к его омическому сопротивлению потерь ( $R_{\Pi}$ ):

$$a = \frac{X}{R_{\Pi}} = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R_{\Pi}} = \frac{1}{R_{\Pi}} \left( \omega \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{LC} - \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{1}{\sqrt{LC}} \right) \begin{matrix} (2.47) \\ (2.48) \\ (2.55) \end{matrix} = \frac{\rho}{R_{\Pi}} \epsilon = Q\epsilon. \quad (2.56)$$

Пользуясь принятыми обозначениями, можно записать сводные формулы для резонансной и фазовой характеристик последовательного колебательного контура:

$$A(\omega) = \frac{I(\omega)}{I_{\text{рез}}} = \frac{R_{\Pi}}{\sqrt{1+Q^2\epsilon^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+a^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}}, \quad (2.57)$$

$$\varphi = \arctg(a) = \arctg\left(Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right). \quad (2.58)$$

При анализе электрических цепей обычно считают допустимым уменьшение амплитуды сигнала (напряжения или тока) до уровня  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  от максимального значения. Это допущение согласуется с определением полосы пропускания контура: *полосой пропускания* называют ту область частот, на границах которой ординаты резонансной характеристики контура снижаются до уровня  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  от максимального значения. Применяя данное определение и обозначив  $\Delta\omega^*$  абсолютное значение отклонения граничной частоты от резонансной ( $|\omega_{\text{в}} - \omega_0| = |\omega_{\text{н}} - \omega_0| = \Delta\omega^*$ ), согласно (2.57) получим:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\left(\frac{2\Delta\omega^*}{\omega_0}\right)^2}}. \quad (2.59)$$

Отсюда следует простая формула для вычисления добротности по параметрам резонансной характеристики:

$$Q = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega^*}. \quad (2.60)$$

**Параллельный колебательный контур** образуется, когда источником колебаний служит генератор тока ( $R_r \rightarrow \infty$ ), подключенный к параллельно соединенным индуктивности и емкости, как показано на рисунке 2.14. Сопротивления  $r_L$  и  $r_C$  являются эквивалентными сопротивлениями потерь на джоулево тепло в катушке индуктивности и в конденсаторе соответственно.

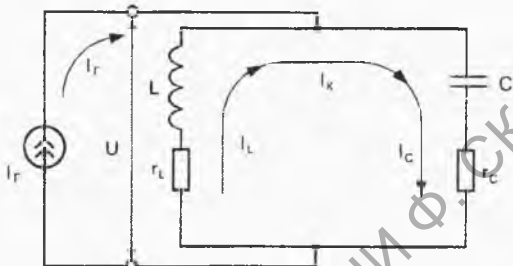


Рисунок 2.14 – Эквивалентная схема параллельного колебательного контура

Входное сопротивление параллельного  $LC$ -контура равно:

$$Z = \frac{(r_L + j\omega L) \left( r_C + \frac{1}{j\omega C} \right)}{r_L + r_C + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}. \quad (2.61)$$

Чаще всего применяются контуры с довольно большой добротностью, для которых вблизи резонансной частоты

$$r_L \ll \omega_0 L \text{ и } r_C \ll \frac{1}{\omega_0 C},$$

поэтому величинами  $r_L$  и  $r_C$  в числителе формулы (2.61) можно пренебречь. Тогда

$$Z = \frac{\frac{L}{C}}{R_n + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)} = \frac{\rho^2}{R_n + j(X_L - X_C)}. \quad (2.62)$$

где  $R_{\Pi} = r_L + r_C$  – общее сопротивление потерь.

При резонансе ( $X_L = X_C$ ) токи, протекающие через индуктивность и емкость, взаимно равны по модулю и противофазны. В контуре при этом протекает ток:

$$I_K = \frac{U}{\rho}, \quad (2.63)$$

где  $U$  – синусоидальное напряжение на контуре,  $\rho$  – характеристическое сопротивление контура. Входное сопротивление контура при резонансе становится активным (омическим):

$$Z_{\text{рез}} = \frac{\rho^2}{R_{\Pi}} = Q\rho \quad (2.64)$$

и согласно (2.63) ток в контуре:

$$I_K = \frac{I_r Z_{\text{рез}}}{\rho} = \frac{Q\rho}{\rho} I_r = QI_r, \quad (2.65)$$

где  $I_r$  – синусоидальный ток генератора.

Явление возрастания тока в параллельном колебательном контуре на резонансной частоте называется *резонансом токов*.

Согласно (2.62) и с учетом (2.56) для входного сопротивления параллельного контура при малых расстройках ( $\Delta\omega \ll \omega_0$ ) можно записать:

$$Z = \frac{\rho^2}{R_{\Pi}(1 + ja)} = \frac{Z_{\text{рез}}}{1 + ja} = \frac{Q\rho}{1 + ja}. \quad (2.66)$$

Модуль входного сопротивления компактно описывается формулой:

$$z = \frac{Q\rho}{\sqrt{1 + a^2}}. \quad (2.67)$$

Зависимость отношения амплитуды напряжения на контуре при текущей частоте ( $U$ ) к амплитуде напряжения на контуре при резонансной частоте ( $U_{\text{рез}}$ ) называют нормированной резонансной характеристикой параллельного контура. Если в параллельный контур поступает сигнал от идеального генератора тока, то согласно (2.67) его резонансная характеристика имеет вид:

$$A(\omega) = \frac{U}{U_{\text{рез}}} = \frac{I_r \frac{Q\rho}{\sqrt{1+a^2}}}{I_r Q\rho} = \frac{1}{\sqrt{1+a^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}}, \quad \varphi = \arctg(-a). \quad (2.68)$$

Переходная характеристика резонансного контура имеет вид свободных синусоидальных затухающих колебаний с частотой [3]

$$\omega_{\text{св}} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}. \quad (2.69)$$

## 2.10 Линейные цепи с распределенными параметрами

### 2.10.1 Длинные линии, телеграфные уравнения

Если длина двухпроводной линии соизмерима с длиной волны распространяющегося в ней сигнала, она называется *длинной линией*.

Параметрами линии являются отнесенные к единице длины емкость между проводами  $C$ , индуктивность  $L$  и сопротивление  $R$  проводов и проводимость материала изоляции между проводами  $G$ . Линия называется однородной, если эти параметры одинаковы в любом ее участке.

Малый отрезок линии  $dx$  (рисунок 2.15, а), в пределах которого ток  $i$  и любой фиксированный момент времени можно считать постоянным, представим при помощи эквивалентной схемы с сосредоточенными параметрами  $Cdx$ ,  $Ldx$ ,  $Rdx$  и  $Gdx$  (рисунок 2.15, б). Для этой схемы можно составить уравнения Кирхгофа:

$$\left. \begin{aligned} du &= -(Ldx) \frac{\partial i}{\partial t} - (Rdx)i, \\ di &= -(Cdx) \frac{\partial u}{\partial t} - (Gdx)u \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial u}{\partial x} + L \frac{\partial i}{\partial t} + Ri &= 0, \\ \frac{\partial i}{\partial x} + C \frac{\partial u}{\partial t} + Gu &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.70)$$

Эти уравнения называются телеграфными.

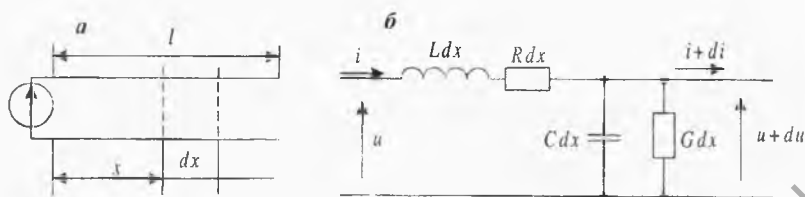


Рисунок 2.15 – Отрезок двухпроводной линии (а) и эквивалентная схема элемента длины  $dx$  (б)

### 2.10.2 Линия без потерь, волновые уравнения

Если потери в линии незначительны, можно считать, что  $R = G = 0$  и телеграфные уравнения упрощаются, переходя в так называемые волновые уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial u}{\partial x} + L \frac{\partial i}{\partial t} &= 0, \\ \frac{\partial i}{\partial x} + C \frac{\partial u}{\partial t} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.71)$$

Продифференцируем первое уравнение по  $x$ , второе по  $t$  и исключим из первого уравнения ток:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}.$$

Аналогичными преобразованиями, исключая из второго уравнения напряжение и вводя обозначение

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (2.72)$$

получаем:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} &= \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}, \\ \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} &= \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 i}{\partial t^2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.73)$$

Система уравнений (2.73) показывает, что изменения напряжения и тока в двухпроводной идеальной линии подчиняются одинаковым закономерностям. Общее решение волнового уравнения – любая дважды дифференцируемая функция:

$$f(x,t) = f\left(t \pm \frac{x}{v}\right). \quad (2.74)$$

Физический смысл (2.74) заключается в том, что любое решение волнового уравнения представляет собой два возмущения, распространяющиеся по линии в противоположных направлениях с одинаковой скоростью  $v$ , зависящей от параметров линии (2.72).

Пусть на входе линии включен генератор гармонической э.д.с.

$$u_1 = Ue^{j\omega t}.$$

Напряжение в любом сечении линии будет также гармоническим, поэтому можно записать:

$$\frac{du}{dt} = j\omega u_1; \quad \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = -\omega^2 u_1.$$

Первое уравнение (2.73) преобразуется в

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + k^2 u = 0, \quad (2.75)$$

где  $k = \omega/v$  – волновое число.

Решение уравнения (2.75) имеет вид:

$$u = Ae^{jkx} + Be^{-jkx}. \quad (2.76)$$

Член  $Be^{-jkx}$  представляет собой волну напряжения, распространяющуюся вдоль оси  $x$  вправо (прямую волну), член  $Ae^{jkx}$  – волну напряжения, движущуюся вдоль  $x$  влево (обратную волну). В дальнейшем определим условия, при которых наблюдается только прямая волна, сейчас же предположим, что такие условия созданы и обратной волны нет.

Так как при  $x = 0$  напряжение  $u_1 = Ue^{j\omega t}$ , то

$$B = u_1 = Ue^{j\omega t},$$

а решение (2.76) принимает вид:

$$u = Ue^{j(\omega t - kx)} = u_1 e^{-j\beta} \quad (2.77)$$

Это означает, что на расстоянии  $x$  от начала линии фаза напряжения запаздывает на угол

$$\beta = kx = \frac{\omega}{v} x = \frac{2\pi f}{v} x = 2\pi \frac{x}{\lambda} \quad (2.78)$$

Для определения соотношения между током и напряжением первое уравнение (2.71) преобразуем к виду:

$$j\omega Li = -\frac{\partial u}{\partial x} \quad (2.79)$$

Из (2.77) следует:

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -jku \quad (2.80)$$

Подставляя (2.80) в (2.79), определяем отношение напряжения к току:

$$\frac{u}{i} = \frac{\omega L}{k} = vL = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho \quad (2.81)$$

Отметим, что отношение  $u$  к  $i$ , или *волновое сопротивление* идеальной линии, является чисто активным и не зависит ни от частоты, ни от координаты.

Таким образом, происходящие в идеальной линии явления характеризуются тремя постоянными: скоростью распространения  $v$ , волновым числом  $k$  и волновым сопротивлением  $\rho$ .

### 2.10.3 Отражение волн на конце отрезка линии

Рассмотрим линию с генератором гармонических колебаний на входе и произвольной нагрузкой  $Z_n$  на выходе (рисунок 2.16). Для нее действительны волновое уравнение (2.75) и его решение (2.76), а также граничные условия:  $u = u_1$  при  $x = 0$  и  $Z_n = u_2 / i_2$  при  $x = l$ . Из (2.79) можно определить ток:

$$i = -\frac{1}{j\omega L} \frac{\partial u}{\partial x} \quad (2.82)$$

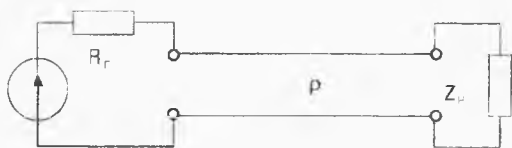


Рисунок 2.16 – Нагруженная линия

Дифференцируя выражение (2.76)

$$\frac{\partial u}{\partial x} = jk(Ae^{jkx} - Be^{-jkx}) \quad (2.83)$$

и подставляя его в (2.82), с учетом (2.81) имеем:

$$i = -\frac{1}{\rho}(Ae^{jkx} - Be^{-jkx}) \quad (2.84)$$

Вспомогая, что  $Be^{-jkx}$  и  $Ae^{jkx}$  – соответственно прямая и обратная (т. е. отраженная) волны напряжения, запишем (2.76) и (2.84) в виде:

$$u = u_{\text{пр}} + u_{\text{отр}}; \quad (2.85)$$

$$i = \frac{1}{\rho}(u_{\text{пр}} - u_{\text{отр}}). \quad (2.86)$$

В конце линии отношение  $u$  к  $i$  есть сопротивление нагрузки, поэтому, разделив (2.85) на (2.86), получим:

$$Z_n = \rho \frac{u_{\text{пр}} + u_{\text{отр}}}{u_{\text{пр}} - u_{\text{отр}}}, \quad (2.87)$$

откуда коэффициент отражения напряжения, равный отношению  $u_{\text{отр}}$  к  $u_{\text{пр}}$ , есть

$$P_U = \frac{u_{\text{отр}}}{u_{\text{пр}}} = \frac{Z_n - \rho}{Z_n + \rho}. \quad (2.88)$$

Отметим три важных случая:

1) при  $Z_n = \rho$  линия «согласована с нагрузкой», отражение отсутствует и имеется только прямая волна;



- 2) при разомкнутой на конце линии ( $Z_n = \infty$ )  $P_U = 1$ ;
- 3) при замкнутой на конце линии ( $Z_n = 0$ )  $P_U = -1$ .

Всегда, кроме случая полного согласования ( $Z_n = \rho$ ), прямая и обратная волны накладываются друг на друга, или интерферируют, образуя стоячую волну.

Сущность этого понятия проще всего пояснить, когда амплитуды прямой и отраженной волн равны между собой ( $Z_n = \infty$ ):

$$u_{\text{пр}} = Ue^{j(\omega t - kx)}; \quad u_{\text{отр}} = Ue^{j(\omega t + kx)}.$$

Результирующее напряжение при этом

$$u = u_{\text{пр}} + u_{\text{отр}} = Ue^{j\omega t} (e^{jkx} - e^{-jkx}) = 2U \cos kx e^{j\omega t}$$

представляет собой стоячую волну – колебание, происходящее по всей линии с одинаковой фазой, так как множитель  $e^{j\omega t}$  не зависит от координат  $x$ . В то же время амплитуда колебаний зависит от координаты  $x$  (рисунок 2.17).

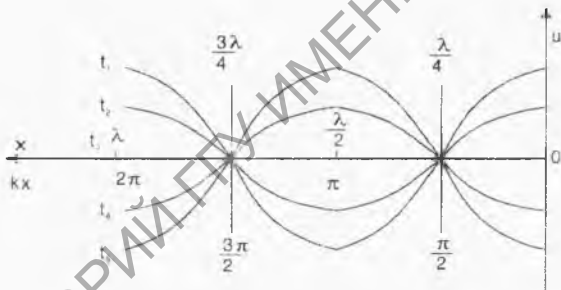


Рисунок 2.17 – Изменение напряжения вдоль линии, разомкнутой на конце, в фиксированный момент времени ( $t_i = \text{const}$ )

Она максимальна в точках с  $kx = 0, \pi, 2\pi, \dots$ , что соответствует расстоянию от конца линии  $x = 0, \lambda/2, \lambda, \dots$ , и постоянно равна нулю в точках с  $kx = \pi/2, 3\pi/2, \dots$ , что соответствует расстоянию от конца линии  $x = \lambda/4, 3\lambda/4, \dots$ .

Наиболее общий случай соответствует наличию как бегущей, так и стоячей волн. Соотношение между бегущей и стоячей волнами характеризуется коэффициентом бегущей волны (КБВ =  $U_{\text{min}} / U_{\text{max}}$ ) или коэффициентом стоячей волны (КСВ =  $1/\text{КБВ}$ ). Здесь  $U_{\text{min}}$  и  $U_{\text{max}}$  соответственно минимальная и максимальная амплитуды напряжения вдоль линии.

## 2.10.4 Входное сопротивление линии

Используя выражения (2.76) и (2.84), находим отношение напряжения к току для любого сечения линии

$$\frac{u}{i} = -\rho \frac{Ae^{jkx} + Be^{-jkx}}{Ae^{jkx} - Be^{-jkx}}. \quad (2.89)$$

При  $x = 0$  это отношение по определению является входным сопротивлением линии

$$Z_{\text{вх}} = \frac{u_1}{i_1} = -\rho \frac{A+B}{A-B} = \rho \frac{1 + \frac{A}{B}}{1 - \frac{A}{B}}. \quad (2.90)$$

Для нахождения  $A/B$  используем граничное условие на конце линии, согласно которому при  $x = l$  отношение  $u$  к  $i$  равно  $Z_n$ :

$$Z_n = \frac{u_2}{i_2} = -\rho \frac{Ae^{jkl} + Be^{-jkl}}{Ae^{jkl} - Be^{-jkl}}, \quad (2.91)$$

откуда:

$$\frac{A}{B} = \frac{Z_n - \rho}{Z_n + \rho} e^{-j2kl}. \quad (2.92)$$

Подставив (2.92) в (2.90), после проводимых ниже преобразований получим окончательное выражение для  $Z_{\text{вх}}$ :

$$\begin{aligned} Z_{\text{вх}} &= \rho \frac{1 + \frac{Z_n - \rho}{Z_n + \rho} e^{-j2kl}}{1 - \frac{Z_n - \rho}{Z_n + \rho} e^{-j2kl}} = \rho \frac{e^{jkl} + \frac{Z_n - \rho}{Z_n + \rho} e^{-jkl}}{e^{jkl} - \frac{Z_n - \rho}{Z_n + \rho} e^{-jkl}} = \\ &= \rho \frac{Z_n (e^{jkl} + e^{-jkl}) + \rho (e^{jkl} - e^{-jkl})}{\rho (e^{jkl} + e^{-jkl}) + Z_n (e^{jkl} - e^{-jkl})} = Z_n \frac{1 + j \frac{\rho}{Z_n} \operatorname{tg} kl}{1 + j \frac{Z_n}{\rho} \operatorname{tg} kl}. \end{aligned} \quad (2.93)$$

В общем случае  $Z_{\text{вх}}$  — комплексная величина, зависящая от параметров линии  $\rho$ ,  $l$  и нагрузки на конце линии  $Z_n$ . Если линия разомкнута ( $Z_n = \infty$ ),

$$Z_{\text{вх}} \Big|_{Z_{\text{н}}=\infty} = -j\rho \operatorname{ctg} kl \quad (2.94)$$

Короткозамкнутая линия имеет входное сопротивление

$$Z_{\text{вх}} \Big|_{Z_{\text{н}}=0} = j\rho \operatorname{tg} kl \quad (2.95)$$

Графики зависимостей (2.94), (2.95) приведены на рисунке 2.18.

Согласованная линия ( $Z_{\text{н}} = \rho$ ) характеризуется чисто активным входным сопротивлением

$$Z_{\text{вх}} \Big|_{Z_{\text{н}}=\rho} = \rho \quad (2.96)$$

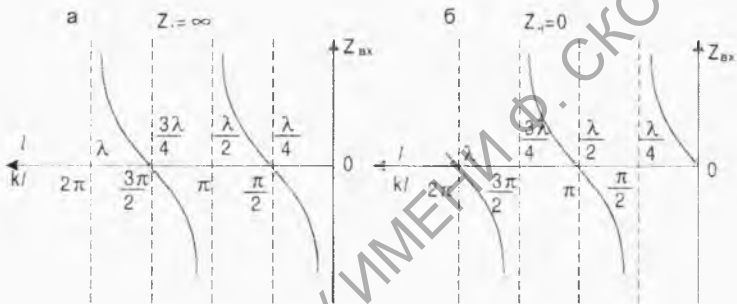


Рисунок 2.18 – Зависимость входного сопротивления  $Z_{\text{вх}}$  линии, разомкнутой на конце (а) и короткозамкнутой (б), от ее длины  $l$

### 2.10.5 Нестационарные процессы в линиях

Переходные процессы в линии без потерь можно проанализировать операторным методом, применяя к волновому уравнению

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = 0$$

преобразование Лапласа 
$$u(s) = \int_0^{\infty} u(t) e^{-st} dt$$

В случае цепей с сосредоточенными параметрами преобразование Лапласа превращает дифференциальные уравнения для оригиналов в

алгебраические уравнения для изображений. В случае линии с распределенными параметрами такое преобразование приводит не к алгебраическому, а к обыкновенному дифференциальному уравнению

$$\frac{\partial u^2(s)}{\partial x^2} - \frac{s^2}{v^2} u(s) = 0, \quad (2.97)$$

решение которого имеет вид:

$$u(s) = Ae^{\frac{s}{v}x} + Be^{-\frac{s}{v}x}. \quad (2.98)$$

Из первого уравнения системы (2.71) и равенств (2.78) и (2.81) получается выражение для изображения тока:

$$i(s) = -\frac{1}{sL} \frac{du(s)}{dx} = -\frac{1}{\rho} \left( Ae^{\frac{s}{v}x} + Be^{-\frac{s}{v}x} \right). \quad (2.99)$$

Постоянные  $A$  и  $B$  находятся из конкретных начальных и граничных условий, после чего совершается обратный переход от изображений  $u(s)$  и  $i(s)$  к оригиналам  $u(x, t)$  и  $i(x, t)$ , т. е. устанавливается зависимость напряжения и тока от времени в любом сечении линии.

Наиболее просто получить таким методом описание процессов в линии при действии скачка напряжения на входе. Приведем лишь результаты такого рассмотрения.

**Согласованная линия ( $Z_{\text{н}} = \rho$ ).** При мгновенном замыкании ключа Кл (рисунок 2.19, а) в момент времени  $t = 0$  по линии со скоростью  $v = 1/\sqrt{LC}$  начинает распространяться волна тока  $I/2$  и связанная с ней волна напряжения  $E/2$ . В момент времени  $t = l/v$  они достигают конца линии. На этом переходной процесс заканчивается и устанавливается стационарный режим: напряжение и ток в любом сечении линии постоянны и равны соответственно  $E/2$  и  $E/2\rho$ .

**Разомкнутая линия ( $Z_{\text{н}} = \infty$ ).** При  $t < l/v$  волна тока  $I = E/2\rho$  и волна напряжения  $E/2$  распространяются по линии со скоростью  $v = 1/\sqrt{LC}$  (рисунок 2.19, б). Отраженная волна тока имеет обратную полярность ( $P_I = -1$ ), и по мере ее продвижения ток в линии становится равным нулю.

Коэффициент отражения напряжения  $P_U = 1$ , поэтому по мере продвижения отраженной волны напряжение в линии становится равным  $E$ . В момент времени  $t = 2l/v$  переходной процесс заканчивается: напряжение в любом сечении линии равно  $E$ , ток  $I = 0$ , запасенная в линии энергия равна  $C \cdot l \cdot E^2/2$ .

**Закороченная линия ( $Z_{\text{н}} = 0$ ).** В этом случае согласно (2.88)  $P_U = -1$ ,

отраженная волна напряжения имеет полярность, обратную полярности прямой волны. После окончания переходного процесса ( $t > 2l/v$ ) в линии устанавливается  $U = 0$  и  $I = E/\rho$  (рисунок 2.19, в).

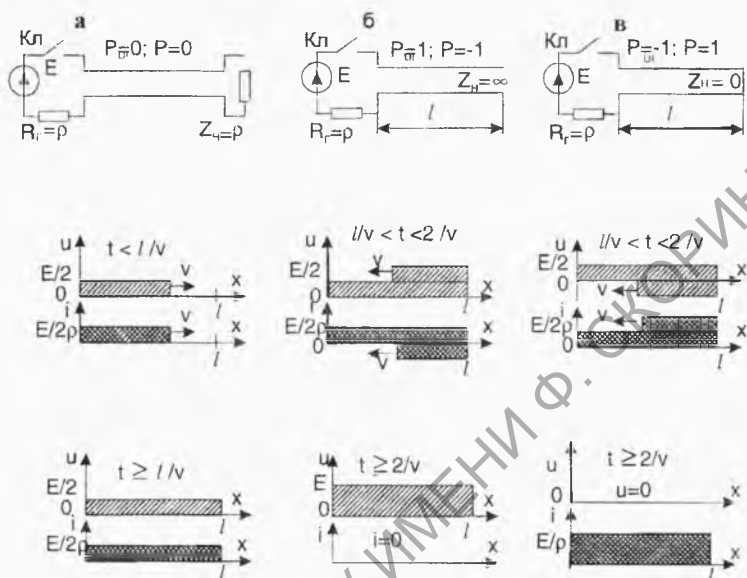


Рисунок 2.19 – Распределение напряжения и тока согласованной (а), разомкнутой (б) и замкнутой (в) на конце линий после подачи на вход скачка постоянного напряжения

### 2.10.6 Реальные линии

Линия без потерь является удобной для теоретического рассмотрения идеализированной моделью. Такая идеализация позволяет в первом приближении уяснить характер явлений, которые имеют место в линейных цепях с распределенными параметрами. Приведенные выше рассуждения и выводы применимы также для сравнительно небольших отрезков двухпроводных линий с малыми потерями. Более того, при выполнении определенных соотношений между параметрами  $L$ ,  $C$ ,  $R$  и  $G$  реальной линии описывающие такую линию телеграфные уравнения (2.70) простой заменой переменных сводятся к волновым уравнениям (2.73). Действительно, нетрудно убедиться, что при выполнении так называемого условия Хевисайда

$$\frac{R}{L} = \frac{G}{C} = \alpha \quad (2.100)$$

введением новой переменной

$$u = u_0 e^{-\alpha x} \quad (2.101)$$

уравнения (2.70) преобразуются к виду волновых уравнений. Это означает, что все выводы, вытекающие из решения волновых уравнений, применимы и к линиям, для которых выполняется условие (2.100). Только в реальных линиях волны затухают по экспоненциальному закону, так как в (2.101)  $\alpha$  – действительное число.

### 2.10.7 Применение отрезков длинных линий

Приведем некоторые примеры применения длинных линий в технике и физическом эксперименте.

**Линии в качестве колебательных систем и изоляторов.** Из выражений (2.78), (2.95) и рисунка 2.18, б следует, что входное сопротивление короткозамкнутой линии принимает любые значения в зависимости от отношения  $l/\lambda$ .

При  $l = \lambda/4$  наблюдается так называемый основной резонанс. При малых расстройках частоты относительно резонансной модуль входного сопротивления изменяется так же, как у параллельного колебательного контура. Поэтому четвертьволновые отрезки линий используются в качестве колебательных систем в дециметровом диапазоне, где по конструктивным соображениям затруднено применение контуров с сосредоточенными параметрами. Четвертьволновые короткозамкнутые отрезки линий применяются и в качестве изоляторов, на которых закрепляются фидеры – линии передачи электромагнитных колебаний от источника к потребителю, например от генератора радиостанции к антенне (рисунок 2.20). На рисунке обозначены 1 – фидер; 2 – металлические опорные изоляторы.

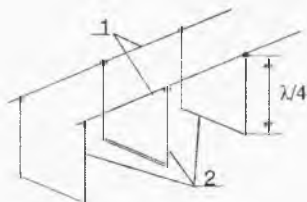


Рисунок 2.20 – Схема закрепления фидера (1) на металлических опорах (2)

**Измерительные линии.** Отрезки линий служат элементами устройств для измерения параметров электрических колебаний и характеристик компонентов радиотехнических схем на частотах более 500 МГц. Измерительная линия представляет собой отрезок стандартной линии передачи, снабженной устройством измерения напряжения между токоневающими проводами в любом сечении этого отрезка.

Она может быть включена в разрыв тракта передачи или подключена к тракту (или генератору) и разомкнута, согласована или замкнута на конце. По результатам измерения положений максимумов и минимумов волны при различных нагрузках вычисляются  $\lambda$ , КСВ, КБВ и другие физические величины, которые могут быть представлены как функции этих параметров.

Искусственные линии собираются из элементов с сосредоточенными параметрами или представляют собой кабели специальной конструкции (рисунок 2.21, а, б). Имея небольшие размеры, такие линии позволяют осуществлять задержку сравнительно широкополосных сигналов на единицы и даже десятки микросекунд. Исключительно важна роль искусственных линий, в которых роль конденсаторов выполняют паразитные емкости активных элементов (ламп или транзисторов). На их основе создаются так называемые широкополосные усилители бегущей волны.

Энергия, запасенная в разомкнутой искусственной линии, позволяет генерировать электрические импульсы большой мощности, близкие по форме к прямоугольным. Специально для таких линий выпускаются высоковольтные конденсаторы с выводами, имеющими предельно низкое сопротивление и индуктивность. На их основе создаются, например, искусственные линии для накачки лазеров.

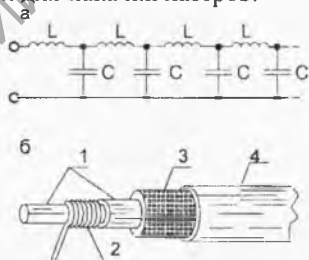


Рисунок 2.21 – Искусственные линии на дискретных элементах (а) и в виде специального кабеля (б) 1, 4 – изоляторы; 2 – спираль; 3 – оплетка

В диапазоне частот, ограниченном полосой прозрачности искусственной длинной линии, происходящие в ней явления аналогичны явлениям

ям в линии с распределенными параметрами. Поэтому можно изучать основные свойства длинных линий на примере электромагнитной линии задержки, работая в области килогерцовых частот.

## Контрольные задания и вопросы

1 Какие преобразования осуществляются с помощью пассивных элементов в электрических цепях информационных систем?

2 Напишите формулы связи между током и напряжением произвольной и синусоидальной формы для элементов  $R$ ,  $C$  и  $L$ .

3 Что такое собственный резонанс в конденсаторе?

4 Что такое «компенсированный делитель напряжения»?

5 Выведите формулу амплитудной частотной характеристики схемы на рисунке 2.7.

6 Напишите формулы скорости распространения волны, волнового числа и волнового сопротивления для идеальной длинной линии.

7 Как зависит коэффициент отражения волны напряжения от сопротивления нагрузки отрезка длинной линии?

8 Чему равно входное сопротивление короткозамкнутого четвертьволнового отрезка линии?

9 Выведите формулу передаточной функции пассивного полосового  $RC$ -фильтра (рисунок 2.9).



### 3 Полупроводниковые приборы, активные элементы

**Активные** – это те элементы, с применением которых можно построить электрическую цепь, увеличивающую мощность действующего в ней сигнала. К активным элементам относятся электронные лампы, биполярные и полевые транзисторы, некоторые диоды, у которых в определенном режиме работы проявляется отрицательное дифференциальное сопротивление.

#### 3.1 Полупроводниковый $p$ - $n$ -переход, диоды

Собственные полупроводники (чистые: германий, кремний и др.) в электронной технике используются редко. Действие многих электронных устройств основано на явлениях, происходящих в области соприкосновения примесного  $n$ -полупроводника с  $p$ -полупроводником.

Рассмотрим монокристалл кремния с двумя равномерно легированными участками (рисунок 3.1), образующими резкий переход от кремния  $p$ -типа к кремнию  $n$ -типа ( $p$ - $n$ -переход). Предположим, что до образования  $p$ - $n$ -перехода обе части кристалла находились в равновесном состоянии. После соединения этих участков в один монокристалл вблизи границы раздела  $p$ - и  $n$ -кремния вследствие очень больших градиентов концентрации дырок и электронов возникнут большие токи диффузии дырок ( $I_p$ ) и электронов ( $I_n$ ). Дырки диффундируют из  $p$ - в  $n$ -область, оставляя в приграничном слое  $p$ -кремния закрепленные в узлах кристаллической решетки отрицательные ионы акцепторной примеси. Свободные электроны из  $n$ -области диффундируют в  $p$ -кремний, оставляя в приграничном слое  $n$ -кремния закрепленные в узлах кристаллической решетки положительные ионы донорной примеси. В результате со стороны  $p$ -кремния от технологического перехода образуется отрицательно заряженный слой протяженностью  $0-x_p$ , а со стороны  $n$ -кремния образуется положительно заряженный слой протяженностью  $0-x_n$ . Из-за отсутствия подвижных зарядов этот двойной заряженный слой называют обедненным.

Неподвижные отрицательные и положительные заряды обедненного слоя образуют как бы две обкладки заряженного конденсатора, разность потенциалов между которыми называют потенциальным барьером. Диффузия продолжается до тех пор, пока потенциальный барьер не

достигнет такого уровня, что тормозящее действие его поля ( $E_G$ ) на диффундирующие основные электроны и дырки полностью компенсирует силы, обусловленные их градиентами концентрации и тепловым движением. Наступает состояние динамического равновесия, так как вблизи  $p$ - $n$ -перехода и в самом обедненном слое постоянно генерируются тепловые электронно-дырочные пары. Попадая в электрическое поле потенциального барьера, электроны дрейфуют в сторону  $n$ -кремния, а дырки – в сторону  $p$ -кремния. Потенциальный барьер при этом снижается, что сразу же вызывает диффузионный ток, восстанавливающий исходный уровень потенциального барьера. В том случае, если к  $p$ - $n$ -переходу не приложено внешнее напряжение, токи дрейфа и диффузии взаимно компенсируются. Электрическое же поле потенциального барьера удаляет возникающие в зоне его действия свободные заряды, сохраняя обедненный слой.

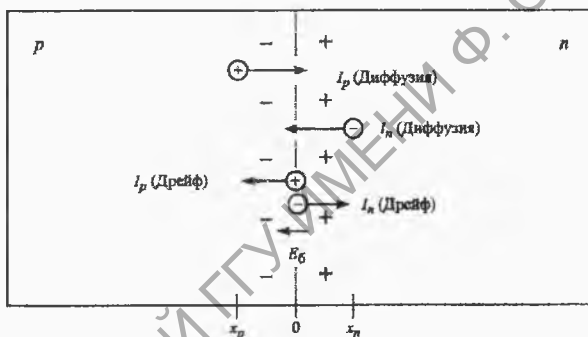


Рисунок 3.1 – Одномерная модель  $p$ - $n$ -перехода

К  $p$ - $n$ -переходу можно приложить обратное (рисунок 3.2, б) или прямое (рисунок 3.2, а) напряжение. Подключение внешнего источника напряжения минусом к  $p$ -области, а плюсом к  $n$ -области создает на  $p$ - $n$ -переходе обратное смещение. В этом случае напряженность электрического поля в области обедненного слоя равна сумме напряженностей полей, создаваемых связанными зарядами этого слоя ( $E_G$ ) и внешним источником напряжения обратного смещения ( $E_B$ ). Обедненный слой расширяется. Рождаемые в обедненном слое электронно-дырочные пары дрейфуют в его суммарном электрическом поле. Часть не основных носителей, рожденных в пределах диффузионной длины от границ обедненного слоя, диффундирует к этому слою и затем дрейфует в его поле. Все дрейфующие через обедненный слой свободные заряды

создают обратный ток перехода. Этот ток во внешней цепи поддерживается напряжением обратного смещения  $U$  и при его увеличении быстро достигает значения насыщения  $I_o$ . Обратный ток насыщения сильно зависит от температуры, поэтому его называют тепловым током.

Если внешний источник напряжения подключен плюсом к  $p$ -области, а минусом – к  $n$ -области  $p$ - $n$ -перехода, то имеет место прямое смещение. При этом создаваемое внешним источником электрическое поле ( $E_v$ ) сконцентрировано преимущественно в обедненном слое и направлено противоположно полю потенциального барьера. Это значит, что прямое смещение снижает потенциальный барьер, ограничивающий ток диффузии через  $p$ - $n$ -переход. Чем выше внешнее напряжение  $U$ , тем ниже потенциальный барьер и, следовательно, интенсивнее диффузия дырок из  $p$ - в  $n$ -область и электронов из  $n$ - в  $p$ -область. В обоих слоях вблизи перехода образуется избыток неосновных носителей заряда. По мере удаления от перехода они рекомбинируют с основными подвижными носителями заряда  $p$ - и  $n$ -полупроводника соответственно. Рекомбиниовавшие неосновные носители пополняются диффузией через  $p$ - $n$ -переход, а основные – за счет потока электронов через внешнюю цепь, замкнутую на источник напряжения смещения. Ток дрейфа через  $p$ - $n$ -переход под действием прямого напряжения смещения уменьшается.

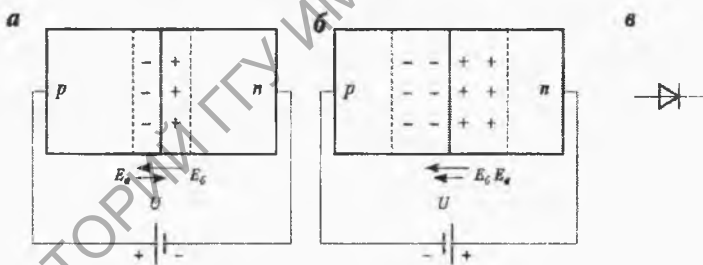


Рисунок 3.2 – Прямое (а) и обратное (б) подключение внешнего напряжения к  $p$ - $n$ -переходу и условное графическое обозначение полупроводникового диода (в)

Анализ идеализированной модели  $p$ - $n$ -перехода на основе электронной теории полупроводников дает формулу, описывающую зависимость прямого тока  $I$  через переход от напряжения  $U$  прямого смещения:

$$I = I_o (e^{U/qkT} - 1), \quad (3.1)$$

где  $I_o$  – обратный ток насыщения (тепловой ток);  $q$  – элементарный за-

ряд;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура. На рисунке 3.3 приведены графики этой зависимости в линейном (а) и полулогарифмическом (б) масштабах германиевых (Ge) и кремниевых (Si) диодов, рассчитанные по формуле (3.1) с типовыми значениями тока  $I_0$ : для германия  $I_0 = 10^{-7}$  А, для кремния  $I_0 = 10^{-11}$  А. Разница в характеристиках обусловлена шириной запрещенной зоны 1,12 эВ у кремния и 0,75 эВ у германия.

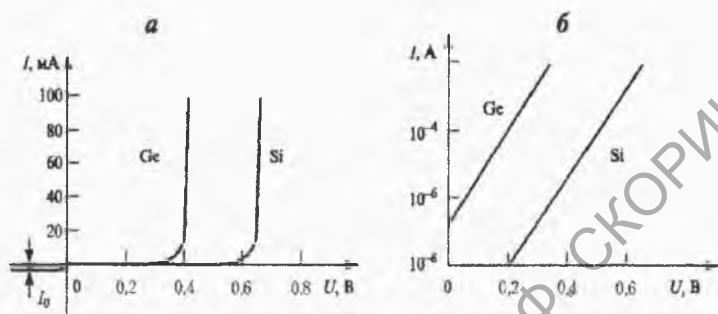


Рисунок 3.3 – Типичные вольт-амперные характеристики полупроводниковых диодов в линейном (а) и полулогарифмическом (б) масштабах (ток  $I_0$  показан не в масштабе)

При использовании полупроводниковых приборов обычно на  $p-n$ -переходе рабочее напряжение  $U \gg kT/q$ , поэтому единицей в выражении (3.1) пренебрегают и вольт-амперную характеристику полупроводникового  $p-n$ -перехода описывают формулой:

$$I = I_0 e^{Uq/kT}, \quad (3.2)$$

или

$$I = I_0 \exp(U/\varphi_T), \quad (3.3)$$

где  $\varphi_T = kT/q$  – так называемый температурный потенциал, измеряемый в вольтах. При небольших токах температура перехода близка к комнатной, тогда  $\varphi_T \approx 26$  мВ.

Температурный потенциал  $\varphi_T$  дает значение наиболее вероятной энергии электрона в распределении Максвелла – Больцмана, которому подчиняются свободные носители заряда в кристалле полупроводника. При линейном возрастании напряжения  $U$  прямого смещения  $p-n$ -перехода линейно снижается потенциальный барьер и в соответствии с распреде-

лением Максвелла – Больцмана экспоненциально возрастает число подвижных носителей заряда с энергией, достаточной для преодоления этого барьера, чем и обусловлен экспоненциальный вид вольт-амперной характеристики (3.3).

Падение напряжения на переходе при заданном прямом токе  $I$  описывается согласно (3.2) формулой:

$$U = (kT/q) \ln(I/I_0). \quad (3.4)$$

При постоянном прямом токе  $I$  падение напряжения на кремниевом  $p$ - $n$ -переходе уменьшается приблизительно на 2мВ с повышением температуры на 1 К. Эта зависимость позволяет использовать прибор с  $p$ - $n$ -переходом для реализации измерительных преобразователей температуры в электрическое напряжение.

### 3.1.1 Выпрямительные диоды

В реальных полупроводниковых приборах  $p$ - $n$ -переход обычно делают несимметричным. Одну из областей ( $p$  или  $n$ ) легируют намного сильнее, чем другую. Сильнолегированную область называют эмиттером. Для обозначения высокой концентрации в ней свободных носителей заряда используют знак «+» ( $n$  + – повышенная концентрация электронов,  $p$  + – высокая концентрация дырок). Слабелегированную область называют базой.

Вольт-амперные характеристики реальных полупроводниковых диодов отличаются от теоретической вольт-амперной характеристики  $p$ - $n$ -перехода (3.2) и при небольших токах ( $\leq 1$ мА) аппроксимируются формулой:

$$I = I_0 \exp(U / m\phi_T), \quad (3.5)$$

где  $m$  – постоянный коэффициент, для различных диодов имеет значение от 1 до 2. При больших токах вследствие значительного падения напряжения на омическом сопротивлении базы реальная вольт-амперная характеристика отклоняется от экспоненциальной.

В любой точке вольт-амперной характеристики диода можно определить ее крутизну (дифференциальную проводимость):

$$G = \frac{\partial I}{\partial U} = \frac{I}{m\phi_T}.$$

Данный показатель можно найти из графика по формуле:

$$G = \Delta I / \Delta U,$$

где  $\Delta I$  – конечное изменение тока, соответствующее конечному малому изменению приложенного к диоду напряжения  $\Delta U$ .

### 3.1.2 Специальные диоды

**Стабилитроны.** При больших обратных смещениях резко возрастает обратный ток вследствие пробоя  $p$ - $n$ -перехода (рисунок 3.4, а, б). Пробой возникает при достаточно сильном электрическом поле, когда не основные носители ускоряются настолько, что ионизируют атомы полупроводника. Если мощность, выделяющаяся в  $p$ - $n$ -переходе, поддерживается на допустимом уровне, диод сохраняет работоспособность и после пробоя. Такой пробой является основным рабочим режимом для диодов, называемых стабилитронами.

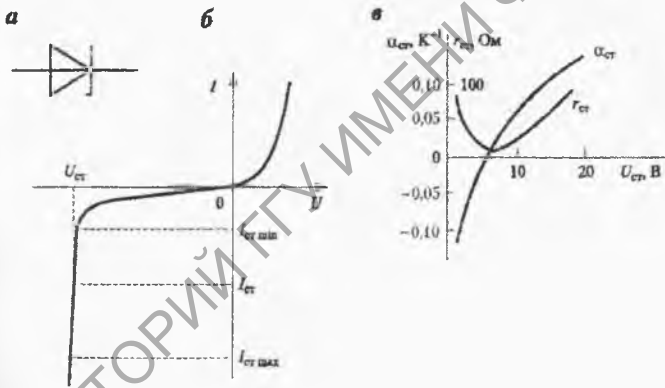


Рисунок 3.4 – Условное графическое обозначение (а), вольт-амперная характеристика (б), обобщенные зависимости температурного коэффициента напряжения стабилизации и дифференциального сопротивления от напряжения  $U_{ст}$  стабилизации различных стабилитронов (в)

Основным параметром стабилитронов является напряжение стабилизации  $U_{ст}$  – значение напряжения на стабилитроне при прохождении заданного тока стабилизации ( $I_{ст}$ ). Выпускаются стабилитроны с номинальным значением  $U_{ст}$  от 3 до 400 В.

Важным параметром стабилитрона является температурный коэффициент напряжения стабилизации  $\alpha_{ст}$  – величина, определяемая отношением относительного изменения напряжения стабилизации к изменению температуры окружающей среды при постоянном токе стабилизации

$$\alpha_{ст} = \frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст}} * \frac{1}{\Delta T} \text{ при } I_{ст} = \text{const.} \quad (3.6)$$

Обобщенная зависимость температурного коэффициента напряжения стабилизации от напряжения стабилизации многих стабилитронов приведена на рисунке 3.4, в. Низковольтные стабилитроны работают при туннельном, а относительно высоковольтные – при лавинном пробое *p-n*-перехода. Этим объясняется различие их  $\alpha_{ст}$ . Изменение знака  $\alpha_{ст}$  соответствует напряжению стабилизации  $U_{ст} \approx 6\text{В}$ . Одним из способов уменьшения температурного коэффициента напряжения стабилизации, который используют для создания термокомпенсированных прецизионных стабилитронов, является последовательное соединение с обратно включенным *p-n*-переходом стабилитрона дополнительного *p-n*-перехода, включенного в прямом направлении. С повышением температуры напряжение на *p-n*-переходе, включенном в прямом направлении, уменьшается, что компенсирует увеличение напряжения на обратно включенном *p-n*-переходе при лавинном пробое.

Зависимость напряжения стабилизации от тока стабилизации характеризуется дифференциальным сопротивлением стабилитрона  $r_{ст}$ , которое определяется отношением приращения напряжения стабилизации к вызвавшему его малому приращению тока. Качество стабилитрона выше, если он имеет меньшее дифференциальное сопротивление.

Для температурной компенсации стабилитронов с положительным температурным коэффициентом напряжения стабилизации используют стабисторы.

*Стабистор* – это полупроводниковый диод, напряжение на котором в области прямого смещения слабо зависит от тока в заданном диапазоне и который предназначен для стабилизации напряжения.

**Варикап.** Барьерная емкость *p-n*-перехода диода уменьшается с увеличением обратного напряжения. Диоды, специально предназначенные для применения в качестве элемента с электрически управляемой емкостью, называют варикапами. На рисунке 3.5 приведены условное графическое обозначение и графики зависимости емкости от напряжения варикапа. Выпускаются варикапы с максимальной емкостью от 5 до 300 пФ. Отношение максимальной емкости к минимальной называют коэффициентом перекрытия по емкости; он приблизительно равен 5.

Благодаря достаточно высокой добротности (отношение реактивного сопротивления на рабочей частоте к сопротивлению потерь) варикапы используются для построения резонансных контуров с управляемой напряжением резонансной частотой.

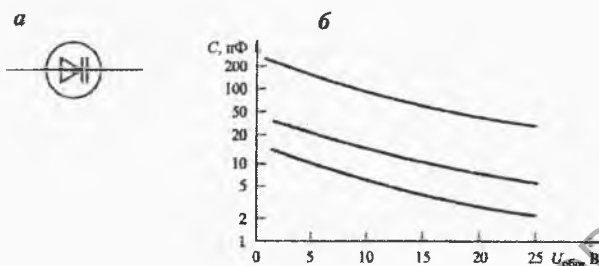


Рисунок 3.5 – Условное графическое обозначение варикапа (а), примеры вольт-фарядных характеристик различных варикапов (б)

**Фотодиоды.** Если в полупроводниковом диоде предусмотреть возможность освещения  $p-n$ -перехода, то его обратный ток будет сильно зависеть от падающего светового потока  $\Phi$  (рисунок 3.6). Это обусловлено тем, что при поглощении света в  $p-n$ -переходе или прилегающих к нему областях кристалла образуются электронно-дырочные пары, являющиеся носителями обратного тока. Такой диод называют *фотодиодом*, а зависящий от освещенности  $E$  обратный ток – фототоком  $I_\Phi$ . Этот ток практически не зависит от напряжения обратного смещения фотодиода вплоть до короткого замыкания ( $I_{кз1}$ ,  $I_{кз2}$ ). Зависимость фототока от освещенности называют световой характеристикой фотодиода. В нормальном рабочем режиме она линейна, поэтому фотодиод часто достаточно характеризовать интегральной чувствительностью  $S = I_\Phi/E$ , где  $I_\Phi = (I_{осв} - I_{темн})$  разность между световым и темновым токами. В описанном режиме работы фотодиод используется как управляемый световым потоком источник тока  $I_\Phi$ . Поступление фототока во внешнюю цепь с конечным сопротивлением обеспечивается включением источника напряжения обратного смещения фотодиода.

Фотодиод можно использовать также в режиме фотоэлемента, на выводах которого под действием светового потока возбуждается фотод.с., зависящая от освещенности.

На рисунке 3.6, б освещенности  $E_1$  соответствует фото-ЭДС (напряжение холостого хода)  $U_{хх1}$ ,  $E_2 - U_{хх2}$ . Полярность фото-ЭДС совпадает с полярностью напряжения прямого смещения  $p-n$ -перехода. Этим мож-



но объяснить небольшое дифференциальное внутреннее сопротивление фотодиода, работающего в режиме фотоэлемента. Последний описывается двумя характеристиками: зависимостями фото-ЭДС ( $U_{xx}$ ) и тока короткого замыкания ( $I_{K3}$ ) от освещенности фотоэлемента.

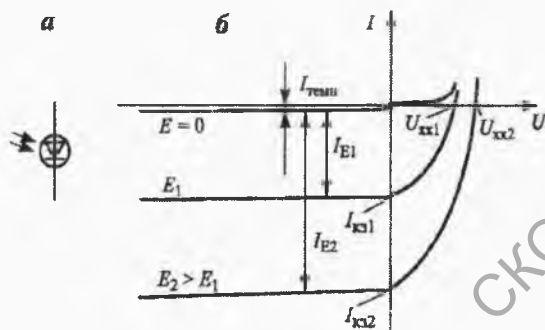


Рисунок 3.6 – Фотодиод: условное графическое обозначение (а) и характеристики (б)

Характеристики фотодиодов, как и всех полупроводниковых приборов, зависят от температуры.

Фотодиод, совмещенный с транзисторным усилителем фототока, называют фототранзистором.

Фотодиоды широко применяются как измерительные преобразователи. Фотодиоды с большой площадью  $p-n$ -перехода, объединенные в фотобатареи, используются как источники электрической энергии.

Протекание прямого тока в диодах из арсенида галлия и некоторых других полупроводников сопровождается самопроизвольной рекомбинацией электронов с дырками при их прохождении через  $p-n$ -переход. В результате рекомбинации излучается свет, поэтому такие диоды называются светоизлучающими, или **светодиодами**. Цвет излучаемого света зависит от ширины запрещенной зоны полупроводника, из которого изготовлен диод. Светодиоды применяются для индикации функциональных состояний радиоэлектронных устройств как в виде дискретных элементов, так и в различных конфигурациях (матрицы, цифровые и буквенные символы), в качестве источников излучения для управления фотоприемниками в оптронах, а также в светильниках с высоким коэффициентом полезного действия.

**Оптрон** – устройство, состоящее из источника и приемника света и предназначенное для передачи сигналов между частями информацион-

но-измерительной системы, не допускающими между собой электрического контакта (рисунок 2.7). Выпускаются также оптопары с открытым оптическим каналом, через который можно воздействовать на световой поток излучателя.

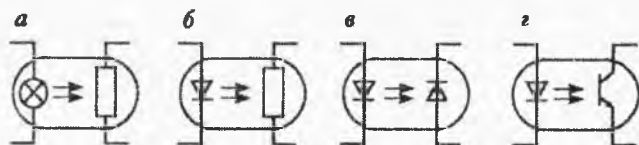


Рисунок 3.7 – Оптоэлектронные пары (оптроны): лампа накаливания – фоторезистор (а), светодиод-фоторезистор (б), светодиод-фотодиод (в), светодиод-фототранзистор (г)

### 3.2 Транзистор

Транзистор представляет собой монокристалл полупроводника, в котором чередуются три области электронной и дырочной проводимости. Последовательность областей определяет тип транзистора:  $n-p-n$  (рисунок 3.8, а) или  $p-n-p$  (рисунок 3.8, б).

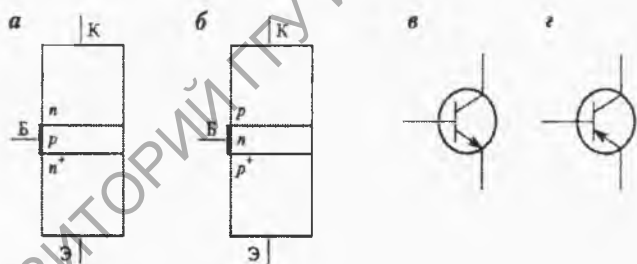


Рисунок 3.8 – Транзисторные структуры  $n-p-n$  (а) и  $p-n-p$  (б), условные обозначения транзисторов  $n-p-n$  (в) и  $p-n-p$  (г)

Центральная область называется базой (Б). Она отделена  $p-n$ -переходами от двух других областей – эмиттера (Э) и коллектора (К).

Рассмотрим работу транзистора типа  $n-p-n$  (рисунок 3.9, а).

К переходу база-эмиттер в прямом направлении прикладывается напряжение  $U_{ЭБ}$ . Потенциальный барьер эмиттерного перехода при этом

понижается и через него течет ток  $I_B$ , обусловленный диффузией электронов из эмиттера в базу. К коллекторному переходу подключено обратное напряжение  $U_{КБ}$ , которое повышает потенциальный барьер перехода.

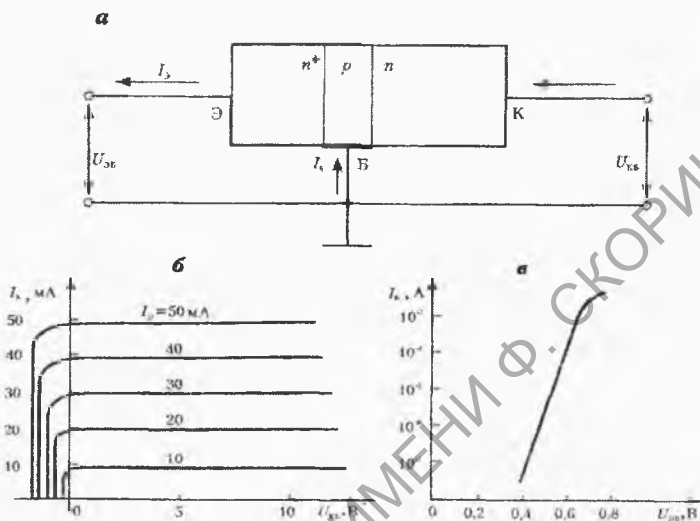


Рисунок 3.9 – Схема включения с общей базой биполярного  $n-p-n$ -транзистора (а), семейство статических выходных характеристик (б), зависимость коллекторного тока  $I_K$  от напряжения между базой и эмиттером  $U_{ЭБ}$  (передаточная вольт-амперная характеристика) в полулогарифмическом масштабе (в)

База имеет ширину, меньшую диффузионной длины в ней неосновных носителей тока, поэтому почти все диффундировавшие из эмиттера в базу электроны достигают коллекторного перехода. Далее они дрейфуют под действием суммарного электрического поля потенциального барьера коллекторного перехода и поля, создаваемого внешним источником коллекторного напряжения  $U_{КБ}$ , образуя коллекторный ток  $I_K$ . Лишь незначительная часть электронов рекомбинирует с основными подвижными носителями заряда в базе (дырками), в результате чего область базы получает электрический заряд. Для постоянного рассасывания этого заряда необходимо обеспечить протекание тока через вывод базы ( $I_B$ ).

Таким образом, ток эмиттера равен сумме коллекторного и базового токов:

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{К}} + I_{\text{Б}}. \quad (3.7)$$

Отношение приращений коллекторного и эмиттерного тока при постоянном напряжении  $U_{\text{КБ}}$  называется статическим коэффициентом передачи тока эмиттера:

$$\alpha = \frac{\Delta I_{\text{К}}}{\Delta I_{\text{Э}}} \Big|_{U_{\text{КБ}}} = \text{const}. \quad (3.8)$$

Обычно коэффициент  $\alpha$  близок к единице (0,99 и больше).

Отметим, что на ток коллектора, обусловленный действием управляющего напряжения  $U_{\text{БЭ}}$  накладывается обратный ток коллектора  $I_{\text{КО}}$ , обусловленный тепловой генерацией электронно-дырочных пар вблизи коллекторного перехода. Поэтому уравнение коллекторного тока имеет вид:

$$I_{\text{К}} = \alpha I_{\text{Э}} + I_{\text{КО}}. \quad (3.9)$$

Однако  $I_{\text{КО}} \ll I_{\text{Э}}$  и обычно величиной  $I_{\text{КО}}$  пренебрегают.

Итак, напряжение между  $U_{\text{БЭ}}$  определяет высоту потенциального барьера, от которой зависит эмиттерный, а следовательно, и коллекторный ток. Зависимость коллекторного тока  $I_{\text{К}}$  от напряжения  $U_{\text{БЭ}}$  (*передаточная вольт-амперная характеристика*) описывается выражением

$$I_{\text{К}} = I_{\text{с}} \exp(U_{\text{БЭ}} / \varphi_T), \quad (3.10)$$

с которым хорошо совпадает экспериментальная зависимость при небольших коллекторных токах ( $I_{\text{К}} \leq 1 \text{ мА}$ ). Обозначения в (3.10) те же, что и в формуле (3.3), а примерный график приведен на рисунке 3.9, в.

Возможны три схемы включения транзистора: с общей базой, с общим эмиттером и с общим коллектором. В каждой из них напряжение на общем электроде постоянно. Физические процессы в транзисторе не зависят от схемы включения, но для разных схем включения используются различные характеристики.

Область, в пределах которой графики выходных характеристик идут под небольшим наклоном к горизонтальной оси, называется активной и используется при работе транзисторов в усилителях. В этой области эмиттерный переход имеет прямое, а коллекторный – обратное смещение.

Во многих случаях не обязательно знать семейство характеристик

транзисторов, достаточно только основных параметров, которые легко находятся из этих характеристик. При этом, так же как и для характеристик, необходимо указывать схему включения транзистора.

Ограничимся рассмотрением основных параметров транзисторов в схеме с общим эмиттером (рисунок 3.10, а). Дифференциальный коэффициент передачи тока базы при постоянном напряжении  $U_{кэ}$ :

$$\beta = \left. \frac{\partial I_K}{\partial I_B} \right|_{U_{кэ} = \text{const}} \quad (3.11)$$

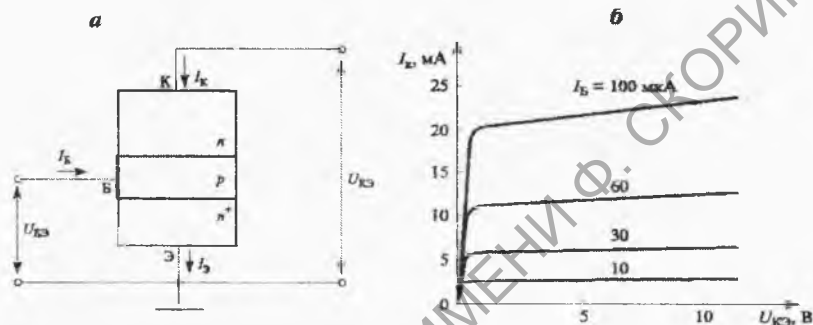


Рисунок 3.10 – Схема включения с общим эмиттером  $n-p-n$ -транзистора (а), семейство статических выходных характеристик (б)

Этот коэффициент показывает, во сколько раз ток базы меньше тока коллектора в режиме активного усиления, т. е. во сколько раз меньше диффундировавших из эмиттера подвижных носителей заряда рекомбинирует в базе, чем достигает коллекторного перехода:

$$I_B = I_K / \beta, \quad (3.11 \text{ а})$$

где  $I_B$  и  $I_K$  – переменные составляющие соответственно тока базы и тока коллектора при работе транзистора в режиме активного усиления.

Дифференциальное сопротивление базы:

$$r_{БЭ} = \left. \frac{\partial U_{БЭ}}{\partial I_B} \right|_{U_{кэ} = \text{const}} \quad (3.12)$$

Дифференциальное внутреннее сопротивление коллектора:

$$r_{кэ} = \left. \frac{\partial U_{кэ}}{\partial I_{к}} \right|_{I_{б} = \text{const}} \quad (3.13)$$

По своей физической сущности транзистор является управляемым напряжением  $U_{бэ}$  источником тока  $I_{к}$  (3.10). Зависимость выходного тока от входного напряжения выражается параметром  $S$ , называемым крутизной передаточной вольт-амперной характеристики, или проходной проводимостью:

$$S = \left. \frac{\partial I_{к}}{\partial U_{бэ}} \right|_{U_{кэ} = \text{const}} \Big|_{(3.10)} = \frac{I_{к}}{\varphi_T} \quad (3.14)$$

При практическом определении параметров транзисторов в выражениях (3.11)–(3.14) частные производные заменяют отношениями малых конечных приращений соответствующих величин. Определенные данными выражениями параметры называют статическими, так как они связывают две величины при постоянной третьей.

В справочниках приводятся  $h$ -параметры транзисторов. Это связано с тем, что рассматривая транзистор как четырехполюсник, его описывают системой уравнений в  $h$ -параметрах:

$$\left. \begin{aligned} du_1 &= h_{11} di_1 + h_{12} du_2; \\ di_2 &= h_{21} di_1 + h_{22} du_2, \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

где аргументы  $di_1$  и  $du_2$  – дифференциалы входного тока и выходного напряжения, а функции  $du_1$  и  $di_2$  – дифференциалы входного напряжения и выходного тока. Входной ток транзистора  $i_1$  в схеме включения с общей базой равен току эмиттера  $i_э$ , а в схеме включения с общим эмиттером – току базы  $i_б$ . Поэтому в системе уравнений (3.15)  $h$ -параметрам приписывают тройной индекс, например  $h_{11э}$  или  $h_{11б}$ ; третий символ в индексе – это первая буква названия схемы включения транзистора.

Согласно (3.15) определяют статические  $h$ -параметры:

– в схеме с общей базой:

а) дифференциальное входное сопротивление эмиттер – база

$$h_{11б} = \left. \frac{\partial u_1}{\partial i_1} \right|_{du_2=0} = \left. \frac{\partial u_{эб}}{\partial i_э} \right|_{U_{кб} = \text{const}} = r_{э} \Big|_{(3.3)} = \frac{\varphi_T}{I_э}; \quad (3.16)$$

б) коэффициент внутренней обратной связи

$$h_{12б} = \left. \frac{\partial u_1}{\partial u_2} \right|_{di_1=0} = \left. \frac{\partial u_{эб}}{\partial u_{кб}} \right|_{I_э = \text{const}} \quad (3.17)$$

в) коэффициент передачи тока эмиттера:

$$h_{21Б} = \left. \frac{\partial i_2}{\partial i_1} \right|_{du_2=0} = \left. \frac{\partial i_K}{\partial i_3} \right|_{U_{КБ}=\text{const}} = \alpha; \quad (3.18)$$

г) дифференциальная выходная проводимость:

$$h_{22Б} = \left. \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \right|_{di_1=0} = \left. \frac{\partial i_K}{\partial u_{КБ}} \right|_{I_3=\text{const}} = r_{КБ}^{-1}; \quad (3.19)$$

– в схеме с общим эмиттером:

а) дифференциальное входное сопротивление база – эмиттер:

$$h_{11Э} = \left. \frac{\partial u_1}{\partial i_1} \right|_{du_2=0} = \left. \frac{\partial u_{БЭ}}{\partial i_Б} \right|_{U_{КЭ}=\text{const}} = r_{БЭ} \left( 3.3 \right) = \frac{\Phi_T}{I_Б}; \quad (3.20)$$

б) коэффициент внутренней обратной связи:

$$h_{12Э} = \left. \frac{\partial u_1}{\partial u_2} \right|_{di_1=0} = \left. \frac{\partial u_{БЭ}}{\partial u_{КЭ}} \right|_{I_Б=\text{const}}; \quad (3.21)$$

в) коэффициент передачи тока базы:

$$h_{21Э} = \left. \frac{\partial i_2}{\partial i_1} \right|_{du_2=0} = \left. \frac{\partial i_K}{\partial i_Б} \right|_{U_{КЭ}=\text{const}} = \beta; \quad (3.22)$$

г) дифференциальная выходная проводимость:

$$h_{22Э} = \left. \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \right|_{di_1=0} = \left. \frac{\partial i_K}{\partial u_{КЭ}} \right|_{I_Б=\text{const}} = r_{КЭ}^{-1}. \quad (3.23)$$

Рассмотренные транзисторы называют биполярными, так как в них действуют положительные и отрицательные носители электрического тока.

Чаще всего биполярный транзистор включают по схеме с общим эмиттером. При этом различают следующие режимы работы транзистора:

1) режим активного усиления, когда эмиттерный  $p$ - $n$ -переход смещен в прямом направлении, а коллекторный – в обратном;

2) режим насыщения, когда напряжение  $U_{КЭ}$  меньше напряжения  $U_{БЭ}$ . В этом случае и эмиттерный, и коллекторный  $p$ - $n$ -переходы смещены в прямом направлении. Важной особенностью этого режима является малая рассеиваемая транзистором мощность при больших

коллекторных токах, поэтому он широко используется в переключающих устройствах;

3) режим отсечки, когда оба  $p$ - $n$ -перехода транзистора смещены в обратном направлении. Этот режим работы также реализуется в переключающих устройствах для фиксации состояний, противоположных тем, которые имеют место при режиме насыщения;

4) инверсный режим, когда эмиттерный  $p$ - $n$ -переход смещен в обратном направлении, а коллекторный – в прямом.

Применяя биполярные транзисторы, следует иметь в виду сильную зависимость их характеристик от температуры окружающей среды. Так, при напряжении  $U_{БЭ} = \text{const}$  повышение температуры на  $30^\circ\text{C}$  приводит к 10-кратному увеличению коллекторного тока.

### 3.3 Полевые транзисторы

Полевой транзистор называют также униполярным, подчеркивая тем самым, что рабочий ток в нем обусловлен носителями заряда одного знака. Величина этого тока изменяется под действием перпендикулярного к его направлению электрического поля, создаваемого входным сигналом. В зависимости от физической структуры полевые транзисторы делятся на две группы: с управляющим  $p$ - $n$ -переходом и с изолированным электродом (затвором).

Рассмотрим транзистор первой группы. Транзистор называется  $n$ -канальным, если в качестве носителей тока служат электроны, и  $p$ -канальным, если в этом качестве выступают дырки.

В полевых транзисторах с управляющим  $p$ - $n$ -переходом подложка, как правило, технологически соединяется с затвором.

В транзисторе на рисунке 3.11, а ток протекает от истока к стоку по каналу с проводимостью  $n$ -типа, т. е. по  $n$ -каналу. Данный канал образуется с  $p$ -областью управляющего электрода (затвора)  $p$ - $n$ -переход. Приложение к этому переходу (между затвором  $p$ -типа и истоком  $n$ -типа) обратного напряжения приводит к расширению области  $p$ - $n$ -перехода, обедненной носителями тока. Распространение обедненной свободными носителями заряда области на канал приводит к уменьшению тока «исток – сток», а при некотором значении напряжения на затворе ( $U_{от}$ ) – и к полному прекращению этого тока.

Устройство  $n$ -канального транзистора с изолированным затвором приведено на рисунке 3.12. Затвор изолируется от канала тонким слоем диэлектрика (0,05...0,2 мкм), в качестве которого используется окисел кремния (транзисторы типа МДП: металл – диэлектрик-полупроводник



или МОП: металл – окисел-полупроводник) или слоистые структуры  $SiO_2 - Al_2O_3$ ;  $SiO_2 - Si_3N_4$  и др. Металлический затвор и полупроводниковый токовый канал образуют конденсатор. Изменение напряжения, приложенного к такому конденсатору, вызывает значительное перераспределение заряда в его полупроводниковом электроде, ведущее к изменению проводимости канала.

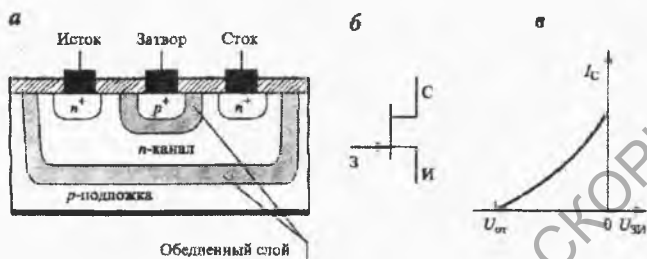


Рисунок 3.11 – Структура (а), условное графическое обозначение (б) и передаточная вольт-амперная характеристика (в) *n*-канального полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом

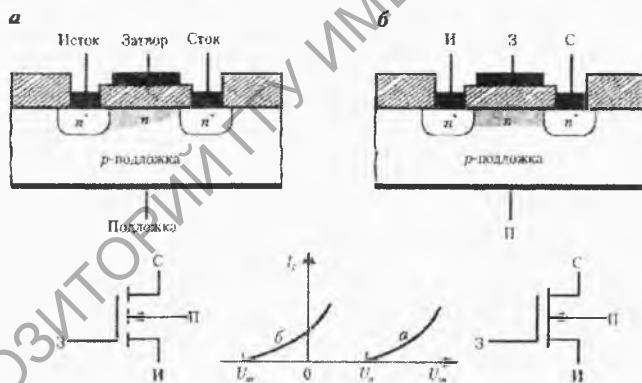


Рисунок 3.12 – Полевые транзисторы с изолированным затвором: с *n*-каналом обогащенного (индуцированный канал) (а) и обедненного (встроенный канал) (б) типов

Канал может быть создан либо подаваемым на затвор напряжением, либо технологическим путем. В первом случае его называют *индуцированным* (или каналом *обогащенного типа*), а во втором – *встроенным*

(или каналом *обедненного типа*) (рисунок 3.12, а, б).

Свойства полевого транзистора полностью определяются семейством выходных статических характеристик, снятых в схеме с общим истоком (рисунок 3.13).

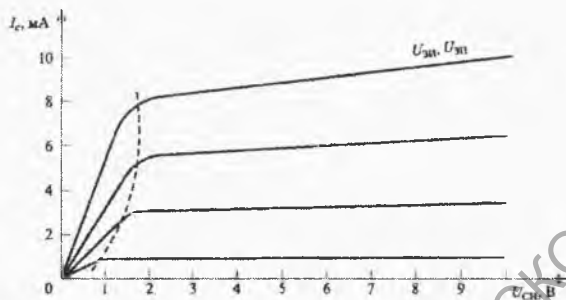


Рисунок 3.13 – Семейство выходных статических характеристик *n*-канального полевого транзистора

На рисунке выделяются две области:

– область малых напряжений  $U_{си}$  (слева от пунктирной линии), где ток стока  $I_c$  пропорционален напряжению сток-исток  $U_{си}$ . В этом случае управляющее напряжение подается между затвором и подложкой ( $U_{зи}$ ), и транзистор используется как элемент с управляемым напряжением  $U_{зи}$  сопротивлением  $r_{си}$  между стоком и истоком;

– область больших напряжений  $U_{си}$  (справа от пунктирной линии), где ток стока  $I_c$  слабо зависит от  $U_{си}$  и транзистор ведет себя как управляемый напряжением  $U_{зи}$  (или  $U_{зи}$ ) источник тока  $I_c$ .

Для всех полевых транзисторов передаточную вольт-амперную характеристику можно аппроксимировать квадратичной зависимостью:

$$I_c = K(U_{зи} - U_{п})^2, \quad (3.24)$$

где  $U_{п}$  – пороговое напряжение (или напряжение отсечки), при котором ток стока пренебрежимо мал (например, 10 мкА);  $K$  – постоянный коэффициент.

Основные параметры полевых транзисторов:

– крутизна передаточной вольт-амперной характеристики:

$$S = \left. \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}} \right|_{U_{си} = \text{const}}; \quad (3.25)$$

– дифференциальное выходное сопротивление:

$$r_{си} = \left. \frac{\partial U_{си}}{\partial I_c} \right|_{U_{зи} = \text{const}} \quad (3.26)$$

Входное сопротивление транзистора с управляющим *p-n*-переходом составляет  $10^{10} \dots 10^{13}$  Ом, а МОП-транзисторов –  $10^{13} \dots 10^{15}$  Ом.

### 3.4 Полупроводниковые приборы с зарядовой связью

Как в цифровых, так и в аналоговых электронных информационных системах применяются полупроводниковые приборы с зарядовой связью (ПЗС). Это полупроводниковый прибор с большим числом изолированных от подложки затворов, под которыми осуществляется перенос к стоку сгустков не основных носителей заряда. Эти заряды могут быть либо инжектированы из истока, либо образованы в подложке оптическим облучением.

Принцип действия ПЗС рассмотрим на примере трехтактного сдвигового регистра (рисунок 3.14, а). В схеме этого регистра можно выделить три функциональные секции: исток  $U$  и входной затвор  $Z_{вх}$  образуют входную секцию; ряд затворов  $Z_{j-k}$  ( $j = 1, 2, 3$  – номер затвора в  $k$ -м разряде регистра) образуют секцию переноса; цепь стока  $C$  является выходной секцией. По сути это многозатворный МДП-транзистор с каналом обогащенного типа. Сток постоянно находится под отрицательным потенциалом относительно остальных электродов, поэтому электрическое поле всегда направлено к стоку от ближайшего к нему затвора.

Затворы (кроме входного) через два соединены между собой в три группы. Приложенное к затворам напряжение изменяется периодически в три такта (рисунок 3.14, б), причем  $U_2$  и  $U_1$  сдвинуты во времени относительно  $U_1$  на один и два такта соответственно. В тонком слое подложки под затворами от истока к стоку периодически меняется направление силовых линий электрического поля (рисунок 3.14, в). В первом такте они направлены к каждому первому затвору, во втором – к каждому второму, в третьем – к каждому третьему затвору. Если в первом такте на входной затвор  $Z_{вх}$  поступает логическая единица – отрицательный импульс напряжения, превышающий по модулю напряжение образования инверсного канала ( $|U_{вх}| > |U_{п}|$ ), то за время действия этого импульса от истока в подложку под первый затвор переноса  $Z_{1-1}$  переместится некоторое количество дырок (положительный заряд). Этот за-

ряд соответствует логической единице.

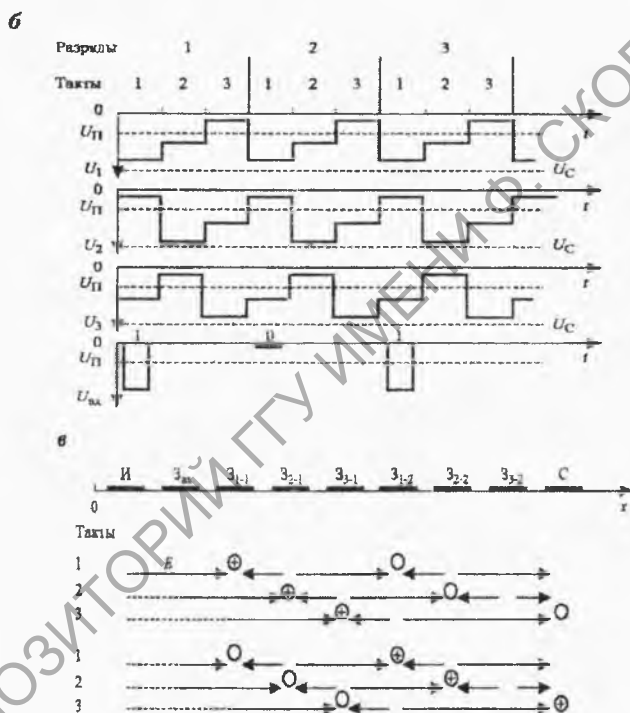
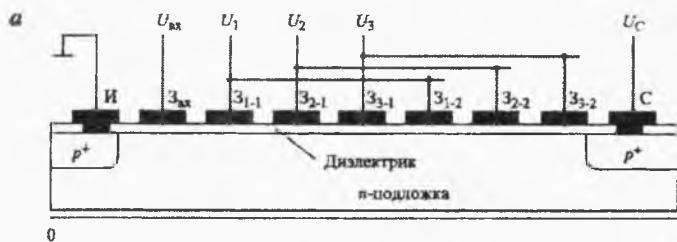


Рисунок 3.14 – Прибор с зарядовой связью – трехтактный сдвиговый регистр: структурная схема (а), временная диаграмма питающих напряжений (б) и направление силовых линий электрического поля в канале переноса информационного заряда (в)

Таким образом, за первые три такта информационный заряд перемес-

тится под третий затвор первой группы, т. е. логическая единица будет занесена в первый разряд регистра.

Как видно из рисунка 3.14, в, следующие три такта перенесут эту единицу во второй разряд регистра и т. д. Если в первом такте на входной затвор поступает напряжение, соответствующее логическому нулю ( $U_{вх} \ll U_{п}$ ), то дырки в канал не поступят. Отсутствие заряда под 3-м затвором в 3-м такте соответствует занесенному нулю в данный разряд. Нуль за каждые три такта смещается в соседний разряд регистра. Когда информационный заряд достигает области под последним затвором, то он под действием электрического поля поступает в стоковую цепь и создает в ней импульс тока, амплитуда которого пропорциональна информационному заряду. Пунктирные линии  $E$  обозначают напряженность поля ниже порогового значения, необходимого для переноса заряда.

Конструкция ПЗС с трехтактным питанием затворов переноса имеет ряд недостатков, наиболее существенный из которых – неизбежные пересечения линий металлизации для соединения между собой трех групп затворов. Этот недостаток отсутствует в двухтактных ПЗС. Заданное направление переноса заряда в них достигается конструкцией затворов в секции переноса.

На рисунке 3.15, а показана структурная схема секции переноса двухтактного сдвигового регистра со ступенчатыми затворами.

При отрицательной полярности напряжения питания затвора переноса (рисунок 3.15, б) электрическое поле под каждым затвором всегда направлено к той его части, которая расположена ближе к подложке. Из рисунка 3.15, в видно, что за один такт изменения напряжения информационный заряд переносится под соседний справа затвор.

Следует отметить, что ПЗС является динамическим устройством, работающим в определенном диапазоне тактовых частот. В канале переноса информационного заряда происходит тепловая генерация свободных электронно-дырочных пар. Дрейфуя в электрическом поле, дырки за время от сотых долей до единиц секунды могут заметно повысить заряд логического нуля и сделать его трудно отличимым от заряда логической единицы. Поэтому нижний предел тактовой частоты составляет обычно единицы или десятки кГц.

Существуют и другие структуры двухтактных ПЗС.

Передача от затвора к затвору информационного заряда, соответствующего логической единице сопровождается перезарядкой емкости затвор-подложка. В реальных конструкциях время перезарядки порядка нескольких наносекунд. Поэтому максимальная тактовая частота ограничивается десятками мГц.

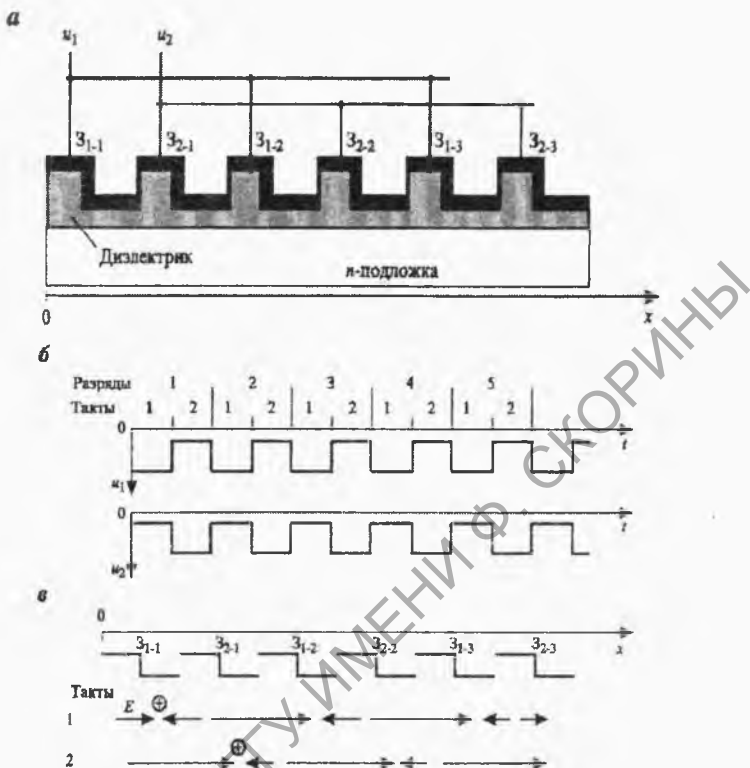


Рисунок 3.15 – Структурная схема секции переноса двухтактного сдвигового регистра со ступенчатыми затворами (а), графики напряжения питания затворов переноса (б), направления электрического поля под затворами переноса (в)

Однако в диапазоне рабочих частот в ПЗС тоже не происходит полной передачи информационного заряда логической единицы, а также повышается заряд логического нуля. Количественно оценить этот эффект можно параметром эффективности передачи заряда:

$$\eta = \frac{(Q_1 - Q_0)_{i+1}}{(Q_1 - Q_0)_i},$$

показывающим, какая доля заряда переносится за один такт. Так как значение  $\eta$  очень близко к 1, удобнее пользоваться коэффициентом по-

теперь  $K_{\Pi} = 1 - \eta$  (обычно  $K_{\Pi} < 10^{-4}$ ). Применяются ПЗС в основном в качестве:

- 1) запоминающих устройств цифровой информации;
- 2) устройств преобразования изображения в электрический сигнал;
- 3) устройств обработки аналоговой информации.

Запоминающее устройство цифровой информации – это закольцованный динамический регистр с последовательным вводом и выводом информации. С целью минимизации потребляемой мощности в режиме хранения тактовая частота выбирается близкой к минимальной, в режимах же ввода/вывода она повышается до максимальной.

В устройстве преобразования изображения в электрические сигналы при освещении ПЗС в полупроводнике около поверхности подложки образуются электронно-дырочные пары, которые разделяются электрическим полем под затворами секции переноса. После освещения ПЗС в течение одного такта под затворами образуются электрические заряды, пропорциональные освещенности данной области ПЗС. Если затем обычным путем произвести сдвиг этих зарядов, то сигнал на выходе ПЗС будет повторять распределение освещенности вдоль положения затворов переноса ПЗС, т. е. будет выделена строка изображения. По этому принципу созданы видеокамеры с ПЗС, удовлетворяющие всем требованиям стандартов черно-белого и цветного телевидения.

В устройствах обработки аналоговой информации ПЗС используются для запоминания аналоговых сигналов, что позволяет осуществлять регулируемую задержку переноса аналоговой информации. Простейшим примером использования ПЗС для обработки аналоговой информации является линия фиксированной задержки в цветном телевизоре.

## Контрольные задания и вопросы

1. Напишите формулу вольт-амперной характеристики полупроводникового  $p-n$ -перехода.

2. Как зависит дифференциальная проводимость полупроводникового диода от прямого тока?

3. Нарисуйте график вольт-амперной характеристики стабилитрона.

4. Каким способом можно уменьшить температурный коэффициент напряжения стабилизации?

5. Нарисуйте общий вид графика характеристики варикапа.

6. Назовите основные режимы работы фотодиодов.

7 Назовите основную характеристику транзистора и напишите ее формулу.

8 Что такое «крутизна передаточной вольт-амперной характеристики» и как ее вычислить для биполярного транзистора.

9 Чем характерны состояние отсечки и состояние насыщения транзистора?

10 Назовите  $h$ -параметры транзистора и дайте их определения.

11 Как вычислить входное сопротивление транзистора в схеме с общим эмиттером?

12 Какой функцией описываются передаточные вольт-амперные характеристики полевых транзисторов?

13 Нарисуйте условные графические обозначения и общий вид передаточных вольт-амперных характеристик полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом и с изолированным затвором.

14 Что такое «приборы с зарядовой связью» и где они применяются?

РЕПОЗИТОРИЙ ГГУ ИМЕНИ Ф. СКОРИННОГО



## 4 Усилители и активные фильтры

### 4.1 Принцип действия электронного усилителя

Гипотетический активный элемент  $A$ , представляющий собой преобразователь входного напряжения  $u_{вх}$  в выходной ток  $i_{вых}$ , включим в цепь по схеме на рисунке 4.1, а. Передаточная вольт-амперная характеристика активного элемента (рисунок 4.1, б) – линейная с постоянной крутизной:

$$S = \frac{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} = \frac{2 \text{ мА}}{20 \text{ мВ}} = 100 \frac{\text{мА}}{\text{В}}$$

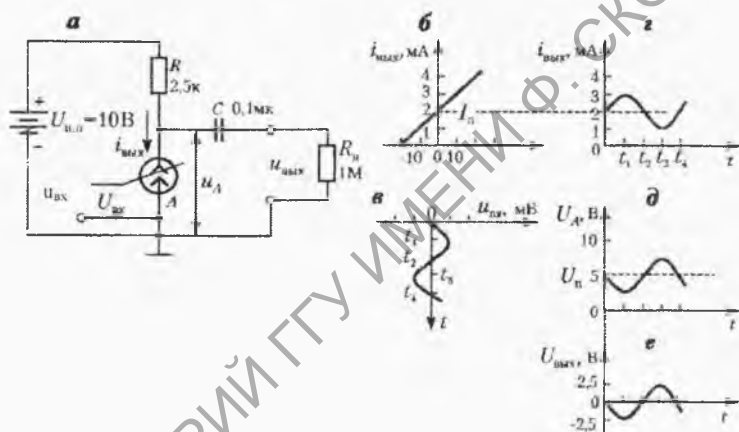


Рисунок 4.1 – Схема электронного усилителя на управляемом источнике тока

Нагрузочное сопротивление  $R$  для выходного тока выбираем таким, чтобы напряжение покоя (при  $u_{вх} = 0$ ) на выходном электроде активного элемента равнялось половине напряжения источника питания

$$U_A = U_{\text{и.п.}} = U_{\text{и.п.}} / 2,$$

тогда

$$R = \frac{U_{\text{и.п.}}}{2I_{\text{н}}} = \frac{5 \text{ В}}{2 \text{ мА}} = 2,5 \text{ кОм},$$

где  $U_{и.п.}$  – напряжение источника питания;  $I_п$  – ток покоя. При подаче на вход активного элемента напряжения (рисунок 4.1, в)

$$u_{вх} = (10 \text{ мВ})\sin \omega t,$$

он вырабатывает ток

$$i_{вых} = Su_{вх} = (100 \frac{\text{мА}}{\text{В}} \times 0,01 \text{ В})\sin \omega t = (1 \text{ мА})\sin \omega t. \quad (4.1)$$

Этот ток в сумме с током покоя создает на нагрузочном сопротивлении  $R$  падение напряжения. При этом напряжение на выходном электроде активного элемента равно (рисунок 4.1, д):

$$\begin{aligned} u_A &= U_{и.п.} - R(I_п + i_{вых}) = 10 \text{ В} - 5 \text{ В} - Ri_{вых} = \\ &= 5 \text{ В} - (2,5 \text{ кОм} \times 1 \text{ мА})\sin \omega t = 5 \text{ В} - (2,5 \text{ В})\sin \omega t. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Конденсатор  $C$  с сопротивлением нагрузки  $R_n$  образуют фильтр верхних частот, задерживающий постоянное напряжение, поэтому выходное напряжение равно (рисунок 4.1, е)

$$u_{вых} = -(2,5 \text{ В})\sin \omega t.$$

Итак, при амплитуде входного напряжения  $U_{вх} = 10 \text{ мВ}$  амплитуда выходного напряжения равна  $U_{вых} = 2,5 \text{ В}$ . Рассмотренная электрическая цепь (рисунок 4.1, а) является усилителем напряжения с коэффициентом усиления:

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -\frac{2,5 \text{ В}}{0,01 \text{ В}} = -250. \quad (4.3)$$

Знак минус в формуле (4.4) означает, что при усилении произошло инвертирование знака входного напряжения. Такой усилитель называют инвертирующим.

Усиление обеспечили следующие физические процессы: активный элемент  $A$  преобразует входное напряжение  $u_{вх}$  в выходной ток  $i_{вых}$ . Однако передаточная вольт-амперная характеристика выражает способность активного элемента вырабатывать ток  $i_{вых} = Su_{вх}$ , а для протекания этого тока через нагрузочное сопротивление  $R$ , преобразующее  $i_{вых}$  в  $u_{вых} = Ri_{вых}$ , к нему надо приложить напряжение  $U_{и.п.} > Ri_{макс}$ . Таким образом, усилитель преобразует часть энергии источника питания в энергию выходного сигнала.

В схемах реальных усилителей активный элемент  $A$  (рисунок 4.1, а) – это биполярный или полевой транзистор либо электровакуумная лампа.

Принятые в рассмотренном примере параметры активного элемента приблизительно соответствуют параметрам биполярного транзистора в схеме  $RC$ -каскада (раздел 4.5).

## 4.2 Основные характеристики усилителей

Усилитель осуществляет увеличение мощности усиливаемого сигнала за счет энергии источника питания. Входное напряжение в соответствии с передаточной вольт-амперной характеристикой активного элемента регулирует поступление тока от источника питания в нагрузочное сопротивление, преобразующее этот ток в напряжение (рисунок 4.2, а). Электронными называют усилители электрических сигналов на полупроводниковых или электровакуумных приборах.

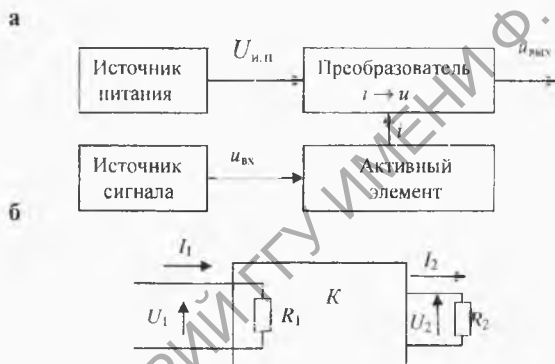


Рисунок 4.2 – Структурная схема усилителя (а); структурная схема для сравнения коэффициентов усиления по мощности и по напряжению (б)

От источника сигнала в усилитель поступает входная мощность  $P_{вх}$ . Мощность, отдаваемая во внешнюю нагрузку, называется выходной мощностью  $P_{вых}$ . Коэффициент усиления мощности представляет собой отношение этих величин

$$K_p = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} \quad (4.4)$$

и обычно измеряется в децибелах.

Децибел (дБ) – это один из наиболее широко используемых, но часто неправильно применяемых терминов в области радиоэлектроники [12]. Децибел – логарифмическая единица, выражающая отношение двух мощностей:

$$K(\text{дБ}) = 10 \lg \frac{P_2}{P_1}, \quad (4.5)$$

где  $P_1$  и  $P_2$  – входная и выходная мощность соответственно.

Стало уже обычной практикой использовать децибелы для выражения отношений напряжений или токов. При этом широко используются определения:

$$K_U(\text{дБ}) = 20 \lg \frac{U_2}{U_1}, \quad (4.6)$$

$$K_I(\text{дБ}) = 20 \lg \frac{I_2}{I_1}. \quad (4.7)$$

Эти выражения корректны тогда, когда оба напряжения или оба тока измеряются на одинаковых сопротивлениях. Однако в обычной практике определения (4.6) и (4.7) используются независимо от величины сопротивления.

Связь между коэффициентами усиления по напряжению и по мощности можно определить с помощью рисунка 4.2, б.

Входная мощность, подводимая к усилителю

$$P_1 = \frac{U_1^2}{R_1}. \quad (4.8)$$

Выходная мощность, отдаваемая усилителем

$$P_2 = \frac{U_2^2}{R_2}. \quad (4.9)$$

Коэффициент усиления усилителя по мощности, выраженный в децибелах,

$$K_P = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg \left( \frac{U_2}{U_1} \right)^2 \frac{R_1}{R_2} = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} + 10 \lg \frac{R_1}{R_2}. \quad (4.10)$$

Сравнение (4.10) и (4.6) показывает, что первое слагаемое в (4.10)

есть коэффициент усиления по напряжению, определяемый формулой (4.6). Если  $R_1 = R_2$ , оба коэффициента усиления (по напряжению и по мощности), выраженные в децибелах, численно равны ( $K_P = K_U$ ). Однако для определения  $K_P$  по данному коэффициенту  $K_U$  необходимо знать величины сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ .

Аналогичным образом усиление схемы на рисунке 4.2, б по мощности можно выразить в следующем виде:

$$K_P = 20 \lg \frac{I_2}{I_1} + 10 \lg \frac{R_2}{R_1}. \quad (4.11)$$

Отметим, что в данном случае отношения сопротивлений обратно тому, которое было в (4.10).

Важными характеристиками усилителей являются частотные характеристики: амплитудно-частотная  $K(\omega)$ , выражающая зависимость модуля коэффициента усиления от частоты, и фазо-частотная  $\varphi(\omega)$ , выражающая зависимость фазового сдвига от частоты. Идеальным считается усилитель, у которого в полосе частот от нуля до бесконечности:

$$K(\omega) = \text{const}, \quad \frac{\varphi(\omega)}{\omega} = \text{const}. \quad (4.12)$$

Такой усилитель не искажает спектр усиливаемого сигнала.

На практике можно лишь с той или иной точностью приблизиться к идеальным частотной и фазовой характеристикам в полосе пропускания  $\Delta\omega = \omega_n - \omega_{\text{н}}$ , в пределах которой находится спектр усиливаемого сигнала.

### 4.3 Режим активных элементов по постоянному току

Для того чтобы применить в схеме электронного усилителя (рисунок 4.1) любой из реальных активных элементов, передаточные вольт-амперные характеристики которых приведены на рисунке 4.3, к управляющему электроду выбранного элемента необходимо приложить напряжение смещения  $U_{\text{см}}$ , соответствующее заданному току покоя  $I_n$ .

При этом должна быть обеспечена возможность наложения на  $U_{\text{см}}$  напряжения  $u_{\text{вх}}$ , подлежащего усилению. Проще всего взять отдельный источник напряжения, равного  $U_{\text{см}}$ , и подключить его по схеме на рисунке 4.4. Источник сигнала  $u_r$  подключен к затвору транзистора через разделительный конденсатор  $C$ , что предотвращает влияние на

положение рабочей точки ( $U_{см}, I_{п}$ ) выходного сопротивления источника сигнала  $u_r$ . Напряжение на затворе относительно истока равно:

$$u_{вх} = U_{см} + u_r, \quad (4.13)$$

а ток стока транзистора:

$$i_c = I_{п} + Su_r, \quad (4.14)$$

где  $S$  – крутизна передаточной вольт-амперной характеристики вблизи рабочей точки.

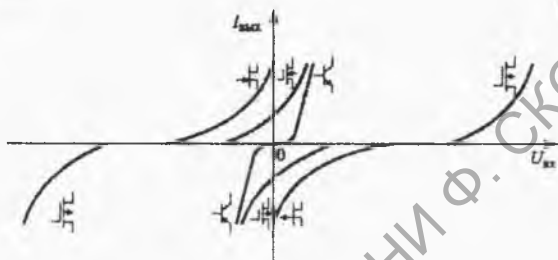


Рисунок 4.3 – Графики обобщенных передаточных вольт-амперных характеристик различных активных элементов

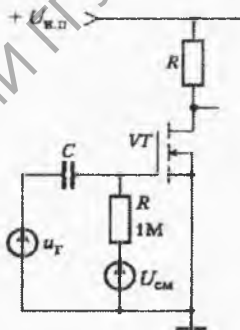


Рисунок 4.4 – Принципиальная схема подачи на управляющий электрод активного элемента напряжения смещения от отдельного источника

Естественно, что наличие фильтра верхних частот ( $CR$ ) делает схему

нечувствительной к постоянной составляющей напряжения  $U_T$ . Схема подачи напряжения смещения от отдельного источника, типа приведенной на рисунке 4.4, пригодна для любых активных элементов, однако практически она применяется редко.

Наиболее распространенные схемы обеспечения режима по постоянному току для различных активных элементов приведены на рисунке 4.5. Так, для создания прямого смещения эмиттерного перехода биполярного транзистора (рисунок 4.5, а) служит делитель напряжения на резисторах  $R_1, R_2$ . Для стабильной работы схемы ток этого делителя должен значительно превышать ток базы.

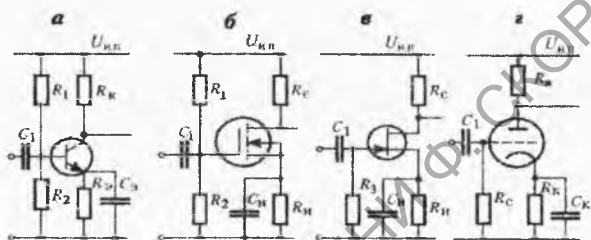


Рисунок 4.5 – Задание режимов по постоянному току в схемах на биполярном транзисторе (а), полевом транзисторе с индуцированным каналом (б), полевом транзисторе с управляющим  $p-n$ -переходом (в) и электронной лампе (г)

Кроме того, при изменении температуры транзистора для стабилизации режима в эмиттер включают резистор  $R_e$ , зашунтированный конденсатором  $C_e$ . Если выполняется условие

$$\frac{1}{\omega_n C_e} \ll R_e, \quad (4.15)$$

то эта цепь практически не влияет на прохождение полезного сигнала. В то же время она ослабляет медленное изменение тока эмиттера  $I_e$ . Например, повышение температуры вызывает увеличение  $I_e$  и, следовательно, повышение потенциала эмиттера (по отношению к нулевому проводу). Так как потенциал базы относительно нуля не изменяется, то это соответствует снижению напряжения прямого смещения на эмиттерном  $p-n$ -переходе, что приводит к уменьшению  $I_e$ , т. е. к компенсации первоначального возрастания. Уменьшение  $I_e$  вызывает обратную реакцию. Заметим, что описанный процесс является частным случаем

стабилизирующего действия отрицательной обратной связи (раздел 4.8).

Положительное смещение на затворе полевого транзистора с *n*-каналом обогащенного типа (рисунок 4.5, б) также устанавливается с помощью делителя  $R_1, R_2$  и стабилизируется *RC*-цепочкой в цепи источника.

Отрицательное смещение на сетке вакуумного триода (рисунок 4.5, г) получают за счет начального тока  $I_0$  через резистор в цепи катода ( $R_k$ ). Так как сеточный ток при отрицательном смещении сетки практически равен нулю, то даже при больших  $R_k$  она находится под нулевым потенциалом. Положительное напряжение на катоде равно  $R_k I_0$ , т. е. напряжение на сетке по отношению к катоду равно  $-R_k I_0$ . Аналогичная картина наблюдается между затвором и истоком полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом (рисунок 4.5, в).

Значение напряжения смещения для получения заданного выходного тока полевых транзисторов и электронных ламп находят из их паспортных характеристик. Для биполярных транзисторов напряжение смещения можно найти из передаточной вольт-амперной характеристики (3.10):

$$U_{БЭ} = \varphi_T \ln \frac{I_k}{I_0}$$

Для кремниевых транзисторов малой мощности приемлемое значение напряжения смещения  $U_{БЭ}$  получается при  $\varphi_T = 0,026$  В и  $I_0 = 10^{-13}$  А. Окончательно напряжение смещения устанавливается при наладке схемы.

#### 4.4 «Токовое зеркало»

Если два транзистора  $VT1$  и  $VT2$  имеют одинаковые характеристики и расположены на одном кристалле, то их идентичность не нарушается при изменении температуры кристалла. Включение таких транзисторов по схеме на рисунке 4.6, а обеспечивает стабильный коллекторный ток  $I_2$  транзистора  $VT2$ . Ток  $I_1$  протекает через резистор  $R_1$  и открытый *p-n*-переход база-эмиттер транзистора  $VT1$  и равен:

$$I_1 = \frac{U_{и.п} - U_{БЭ}}{R_1} \quad (4.16)$$

Так как  $U_{и.п}$  существенно больше  $U_{БЭ}$ , то ток  $I_1 \approx \frac{U_{и.п}}{R_1}$  мало зависит



от температурных изменений  $U_{БЭ}$ ; этот ток протекает через эмиттерный  $p-n$ -переход транзистора  $VT1$  и согласно формуле (3.4) создает на нем падение напряжения  $U_{БЭ}$ , которое, будучи приложено к такому же  $p-n$ -переходу транзистора  $VT2$ , вызовет ток  $I_2 = I_1$ . При этом сопротивление  $R_2$  коллекторной нагрузки транзистора  $VT2$  должно быть не больше токозадающего сопротивления  $R_1$  ( $R_2 \leq R_1$ ). Таким образом, для транзистора  $VT2$  создан режим по постоянному току, не зависящий от температуры. Напряжение сигнала ( $u_r$ ) можно, например, подавать через разделительный трансформатор (рисунок 4.6, б) либо через разделительную цепь  $C_1R_4$  (рисунок 4.6, в).

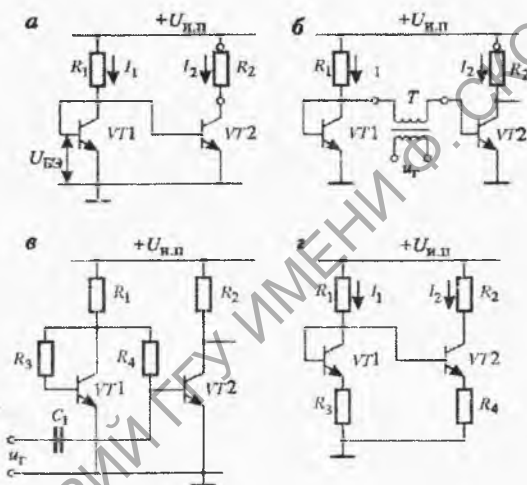


Рисунок 4.6 – «Токовое зеркало»: простейшая схема (а); подача напряжения  $u_r$ , управляющего током  $I_2$  через трансформатор (б) и разделительную  $RC$ -цепь (в); общая схема (г)

Рассмотренная схема получила название «токового зеркала» (ток  $I_2$  является как бы зеркальным отражением тока  $I_1$ ) и может использоваться в качестве источника постоянного тока, работающего на сопротивление нагрузки  $R_2$ . Ток  $I_2$  можно изменять, подавая напряжение управляющего сигнала ( $u_r$ ) на базу транзистора  $VT2$ .

Однако источник такого сигнала будет сильно нагружен малым сопротивлением открытого транзистора  $VT1$ . Этого избегают, оставляя базу транзистора  $VT2$  соединенной с базой транзистора  $VT1$  по постоян-

ному току, но разделяя по переменному.

Схема «токового зеркала» с сопротивлением в эмиттерных цепях транзисторов (рисунок 4.6, г) описывается уравнением

$$U_{БЭ1} + I_1 R_3 = U_{БЭ2} + I_2 R_4 \quad (4.17)$$

и дает возможность получать коэффициент отражения тока  $I_2/I_1$ , отличный от единицы. Различные варианты схем «токового зеркала» рассмотрены в книге [9].

#### 4.5 Усилительный каскад с емкостными связями (RC-каскад)

Усилительным каскадом называют электронный усилитель, содержащий один активный элемент. В общем случае электронный усилитель может быть одно- или многокаскадным.

Наибольшее распространение получили резистивно-емкостные каскады (RC-каскады, усилители с емкостной связью). Принципиальные схемы RC-каскадов на различных активных элементах приведены на рисунке 4.7.

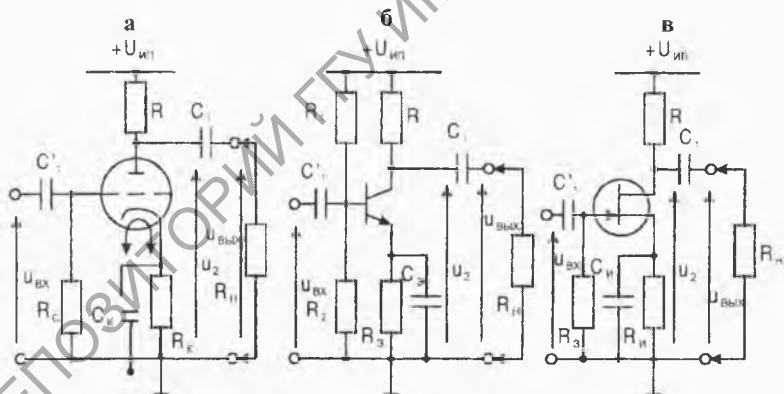


Рисунок 4.7 – Принципиальная схема RC-каскада на электровакуумном триоде (а), транзисторе (б) и полевом транзисторе (в)

Все схемы содержат разделительные конденсаторы  $C_1, C_1'$ , которые служат для разделения напряжений смещения и сигнала. При каскадном

соединении остается только один из конденсаторов, а второй – элемент соседнего каскада. Назначение конденсатора в цепи общего электрода ( $C_K, C_3, C_H$ ) – обеспечение постоянного напряжения соответственно на катоде, эмиттере или истоке. Влияние перечисленных емкостей на работу  $RC$ -каскада начинает сказываться в области низких частот.

Анализ работы каскадов (рисунок 4.7) проведем при следующих упрощающих предположениях:

1) емкости блокировочных конденсаторов  $C_K, C_3, C_H$  столь велики, что на соединенных с ними электродах напряжение сигнала равно нулю;

2) источник питания имеет очень малое внутреннее сопротивление, поэтому напряжение сигнала на шине питания также равно нулю;

3) амплитуда входного сигнала  $U_{вх}$  мала, и рабочий участок передаточной вольт-амперной характеристики активного элемента можно считать линейным.

Напряжение  $U_2$  в отсутствие сигнала на входе (напряжение покоя) равно

$$U_{2п} = U_{и.п} - RI_{п}, \quad (4.18)$$

а при наличии сигнала

$$u_2 = U_{и.п} - RI_{п} - R_{э.кв} Su_{вх}, \quad (4.19)$$

где  $I_{п}$  – начальный ток покоя, обусловленный режимом активного элемента;  $Su_{вх}$  – выходной ток, вызванный входным сигналом;  $R_{э.кв}$  – эквивалентное сопротивление выходной цепи для тока сигнала ( $R_{э.кв} = R \parallel R_i \parallel R_H$ ),  $R_i$  – внутреннее сопротивление активного элемента.

Постоянные напряжения не передаются к нагрузке  $R_H$  благодаря разделительному конденсатору  $C_1$ , образующему с  $R_H$  фильтр верхних частот.

Выходное напряжение  $u_{вых}$  – это падение напряжения на эквивалентном сопротивлении выходной цепи  $R_{э.кв}$ , обусловленное изменением тока активного элемента под действием входного напряжения  $u_{вх}$ :

$$u_{вых} = -R_{э.кв} Su_{вх} \Big|_{R_{э.кв} S = K} = -K u_{вх}. \quad (4.20)$$

Знак минус здесь означает, что при усилении меняется полярность напряжения. Такие усилители называют инвертирующими. Коэффициент  $K$ , связывающий выходное напряжение с входным, называют коэффициентом усиления напряжения.

Описанный механизм работы  $RC$ -каскада иллюстрируется графиками на рисунке 4.8.

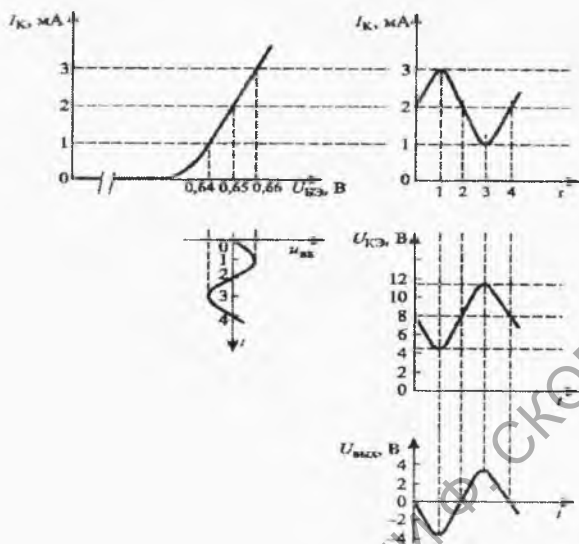


Рисунок 4.8 – Графики работы RC-каскада на биполярном транзисторе

Принципиальные схемы каскадов на рисунке 4.7 можно свести к одной обобщенной для переменного тока схеме, заменив активный элемент эквивалентным генератором тока (рисунок 4.9).

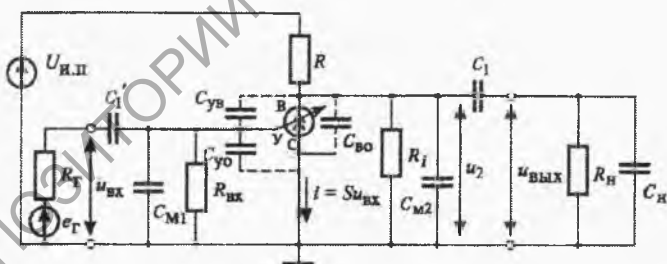


Рисунок 4.9 – Обобщенная схема RC-каскада:

$i = Su_{вх}$  – активный элемент – источник тока, управляемый входным напряжением, О – общий, У – управляющий, В – выходной выводы;  $C_{M1}$  и  $C_{M2}$  – монтажные емкости соответственно входной и выходной цепей;  $C_{уе}$  – емкость между управляющим и общим электродами,  $C_{уб}$  – проходная емкость,  $C_{во}$  – выходная емкость активного элемента;  $C_n$  – емкость цепи нагрузки;  $R_i$  – внутреннее сопротивление активного элемента

Для анализа характеристик обобщенной принципиальной схемы на рисунке 4.9 рассмотрим эквивалентные схемы на рисунке 4.10

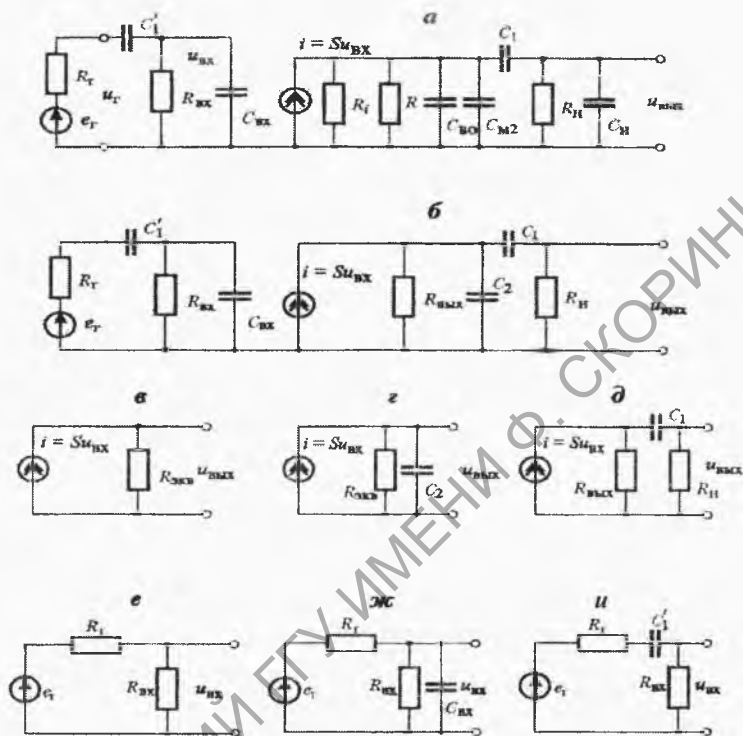


Рисунок 4.10 – Эквивалентные схемы RC-каскада: полная (а), упрощенная (б); для средних частот (в), ФНЧ (г) и ФВЧ (д) выходной цепи; делитель напряжения (е), ФНЧ (ж) и ФВЧ (и) входной цепи

При преобразовании схемы на рисунке 4.9 в схему на рисунке 4.10, а предполагается, что питание каскада осуществляется от идеального источника напряжения  $U_{н.п}$  ( $R_{вых} \rightarrow 0$ ). Это означает, что для усиливаемого сигнала шина питания эквивалентна земляной шине. Поэтому все выводы элементов, соединенные с шиной питания и с заземленной общей шиной на принципиальной схеме (рисунок 4.9), присоединяются к общей шине на эквивалентной схеме (рисунок 4.10, а).

Объединив параллельно соединенные сопротивления ( $R_г \parallel R = R_{вх}$ )

и емкости ( $C_{н0} + C_{м2} + C_{н} = C_2$ ), от схемы на рисунке 4.10, а перейдем к равнозначной упрощенной схеме на рисунке 4.10, б. Простое включение в сумму  $C_2$  емкости  $C_{н}$  основано на том, что  $C_{н} \ll C_1$ . Емкости  $C_1$  и  $C_1$ , образующие ФВЧ, на несколько десятичных порядков больше емкостей  $C_2$  и  $C_{вх}$ , образующих ФНЧ. Поэтому имеется интервал частот (назовем их условно средними), в котором коэффициенты передачи этих фильтров близки к единице. Следовательно, в эквивалентной схеме для средних частот (рисунок 4.10, в) реактивные элементы отсутствуют, а коэффициент усиления максимален  $K_{max} = R_{эвк}S$  и не зависит от частоты в области прозрачности упомянутых выше фильтров.

Из эквивалентной схемы на рисунке 4.10, б видно, что RC-каскад можно рассматривать как каскадное соединение собственно усилителя (рисунок 4.10, в), ФНЧ (рисунок 4.10, г), ФВЧ (рисунок 4.10, д) выходной цепи и делителя напряжения для средних частот (рисунок 4.10, е), ФНЧ (рисунок 4.10, ж), ФВЧ (рисунок 4.10, и) входной цепи. Применив соответствующие формулы, легко найти его частотную характеристику.

Графики частотных характеристик RC-каскада обычно строят в логарифмическом масштабе (рисунок 4.11). Граничные частоты определяют при условии, что коэффициент усиления снижается на 3 дБ относительно максимального значения.

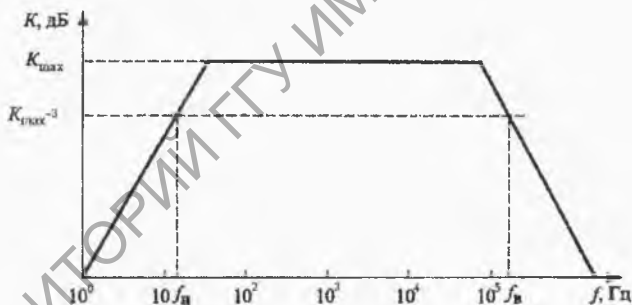


Рисунок 4.11 – Общий вид амплитудно-частотной характеристики RC-каскада

Входная емкость состоит из монтажной емкости  $C_{м1}$ , входной емкости  $C_{у0}$  и проходной емкости  $C_{п} = C_{ув}$  активного элемента (рисунок 4.9). Емкости  $C_{м1}$  и  $C_{у0}$  подключены параллельно выходу источника входного сигнала и заряжаются его током до напряжения  $u_{вх}$ . Физическая проходная емкость  $C_{п}$  одной обкладкой присоединена ко входу усилителя, а второй – к выходному электроду активного элемента, напряжение

на котором в инвертирующем усилителе с коэффициентом усиления  $K$  равно  $u_{\text{вых}} = -Ku_{\text{вх}}$ . Поэтому емкость  $C_{\text{п}}$  заряжается током генератора входного сигнала до напряжения  $u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} + Ku_{\text{вх}} = (K + 1)u_{\text{вх}}$ . Ее заряд равен:

$$q = C_{\text{п}}(u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}}) = C(u_{\text{вх}} + Ku_{\text{вх}}) = C_{\text{п}}(K + 1)u_{\text{вх}}. \quad (4.21)$$

Сомножитель  $(K + 1)$  относится к напряжению  $u_{\text{вх}}$ . Однако описание свойств входной цепи усилителя останется верным, если множитель  $(K + 1)$  отнести к проходной емкости и ввести понятие эффективной емкости  $C_{\text{м}} = (K + 1)C_{\text{п}}$ , присоединенной параллельно к входу усилителя. Согласно выражению (4.21) напряжение на  $C_{\text{м}}$  равно  $u_{\text{вх}}$ , следовательно, эффективную емкость на эквивалентной схеме усилителя следует соединить параллельно с емкостями  $C_{\text{м1}}$  и  $C_{\text{в0}}$ , т. е.  $C_{\text{вх}} = C_{\text{м1}} + C_{\text{в0}} + C_{\text{м}}$ . Такое преобразование в инвертирующем усилителе физической проходной емкости в эквивалентную ей параллельную входу эффективную емкость называют *эффектом Миллера*, а эффективную емкость – миллеровской емкостью  $C_{\text{м}}$ . Анализ частотной характеристики инвертирующего усилителя с использованием понятия миллеровской емкости проще, чем на основе *параллельной по напряжению отрицательной обратной связи*, которую создает проходная емкость в инвертирующем усилителе (см. раздел 4.8).

Эффект Миллера отсутствует в усилителях с общей базой (сеткой). На рисунке 4.12 приведен пример такой схемы. Происходящее под действием входного напряжения  $u_{\text{вх}}$  изменение заряда  $q$  проходной емкости  $C_{\text{ЭК}}$  описывается следующим соотношением:

$$q = C_{\text{ЭК}}(u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}}) = C_{\text{ЭК}}(u_{\text{вх}} - Ku_{\text{вх}}) = (1 - K)C_{\text{ЭК}}u_{\text{вх}}. \quad (4.22)$$

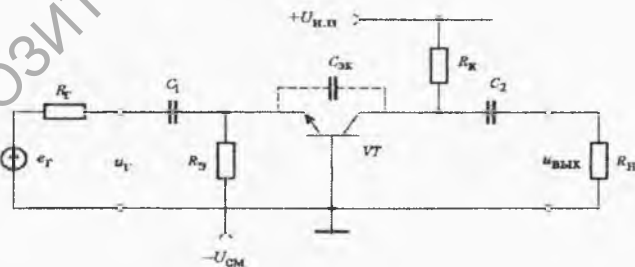


Рисунок 4.12 – Принципиальная схема каскада с общей базой

Этот усилитель неинвертирующий, поэтому при  $K > 1$  эффективная

входная емкость не только не возрастает за счет  $C_{кз}$ , а даже уменьшается  $C_{вх} = C_{м1} + C_{ЭБ}(K - 1)C_{эк}$ . Схему с общей базой обычно применяют в резонансных усилителях, так как в ней транзистор имеет очень большое выходное сопротивление  $r_k$ . Недостатком каскада с общей базой является очень малое входное сопротивление.

## 4.6 Каскодная схема усилителя

Каскодный усилитель, принципиальная схема которого приведена на рисунке 4.13, а, представляет собой объединение двух усилительных каскадов.

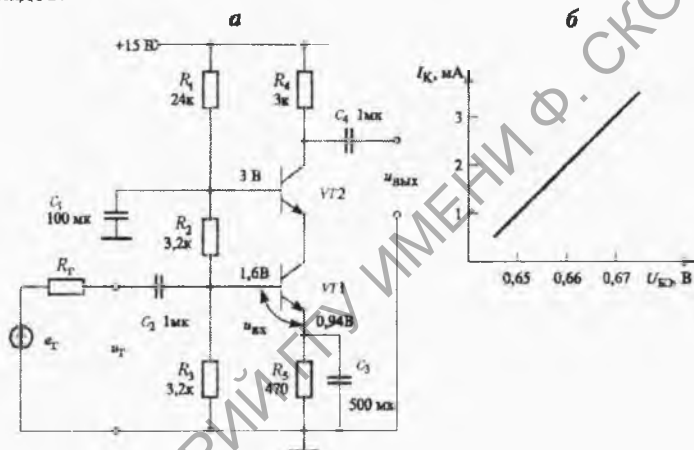


Рисунок 4.13 — Каскодная схема усилителя (а); рабочий участок передаточной вольт-амперной характеристики транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  (б); транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  — любые маломощные кремниевые транзисторы

Активные элементы обоих каскадов (транзисторы  $VT1$  и  $VT2$ ) обычно одинаковые. Первый каскад построен на транзисторе  $VT1$  по схеме с общим эмиттером. Коллекторной нагрузкой транзистора  $VT1$  служит эмиттерное сопротивление транзистора  $VT2$ .

Коэффициент усиления первого каскада равен:

$$K = -S r_s = -\frac{S}{S} = -1. \quad (4.23)$$



Переменная составляющая напряжения на коллекторе транзистора  $VT1$  равна по модулю входному напряжению, поэтому эффект Миллера здесь только удваивает емкость  $C_{БК}$ . Второй каскад построен на транзисторе  $VT2$  по схеме с общей базой, в которой эффект Миллера отсутствует. Общий коэффициент усиления по напряжению ненагруженного каскадного усилителя равен  $K = -SR_4$ .

Таким образом, каскодный усилитель обладает достоинствами усилителя с общим эмиттером (большое входное сопротивление) и усилителя с общей базой (большое выходное сопротивление активного элемента и отсутствие эффекта Миллера).

## 4.7 Избирательные усилители

Избирательные усилители служат для усиления сигналов в заданной полосе частот. Основные параметры избирательного усилителя: максимальный коэффициент усиления  $K_0$ ; частота максимального усиления  $f_0$ ; полоса пропускания  $\Delta f_{0,7}$ ; избирательность, которая определяется крутизной склонов частотной характеристики.

Для количественной оценки избирательности вводят коэффициент прямоугловности частотной характеристики, который равен отношению  $\Delta f_{0,7}$  к ширине полосы, соответствующей заданному ослаблению выходного сигнала относительно максимального уровня. Так, например, при ослаблении в 10 раз  $K_{\text{н}0,1} = \Delta f_{0,7} / \Delta f_{0,1}$ .

Различают резонансные и полосовые избирательные усилители. Каскад простейшего резонансного усилителя состоит из активного элемента, нагрузкой которого является одиночный резонансный контур (рисунок 4.14, а). Частотная характеристика такого каскада определяется свойствами контура и, как это видно из эквивалентной схемы (рисунок 4.14, б), шунтирующими его сопротивлениями активного элемента  $R_1$  и нагрузки  $R_{\text{н}}$ . Шунтирование уменьшает добротность контура, поэтому избирательность такого усилителя ниже избирательности входящего в схему контура.

Коэффициент усиления:

$$K = SZ', \quad (4.24)$$

где  $S$  – крутизна характеристики активного элемента;  $Z'$  – эквивалентное сопротивление включенного в схему контура, связанное с сопротивлением  $Z$  самого контура очевидным соотношением (рисунок 4.14, б):

$$Z = Z \parallel R_1 \parallel R_{\text{н}}. \quad (4.25)$$

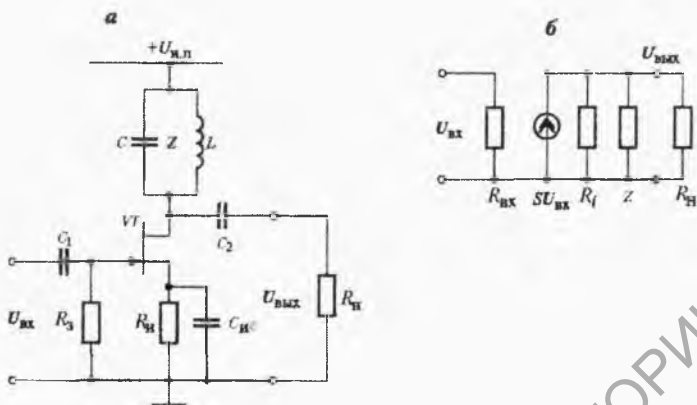


Рисунок 4.14 – Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы резонансного усилителя

Следует заметить, что схема на рисунке (4.14.) мало пригодна для практического использования. Хороший избирательный усилитель получится, если в схеме на рисунке (4.13), резистор  $R_4$  заменить резонансным контуром  $LC$ . Это обусловлено тем, что крутизна передаточной вольт-амперной характеристики полевого транзистора почти на два порядка меньше крутизны биполярного транзистора и что транзистор  $VT_2$  в схеме на рисунке 4.13 включен с общей базой.

## 4.8 Обратная связь в усилителях

Обратная связь образуется передачей части выходного сигнала усилителя на его вход.

Наиболее часто используется отрицательная обратная связь, при которой подводимое к входу напряжение обратной связи вычитается из напряжения входного сигнала. Отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления, но при этом снижаются также частотные и нелинейные искажения и стабилизируются характеристики усилителя.

При положительной обратной связи напряжение обратной связи суммируется с входным напряжением. Это приводит к возрастанию коэффициента усиления и снижению стабильности работы схемы. При некотором уровне положительной обратной связи усилитель вообще не имеет устойчивого состояния и превращается в генератор электрических колебаний.

Структурная схема усилителя с обратной связью приведена на рисунке 4.15. Пассивная электрическая цепь, через которую сигнал с выхода усилителя подается на его вход, называется цепью обратной связи. Усилитель вместе с такой цепью образует замкнутый контур, именуемый петлей обратной связи. Часть схемы, которая из напряжения генератора ( $u_r$ ) и напряжения обратной связи ( $u_\beta$ ) вырабатывает управляющее активным элементом усилителя напряжение  $u_{вх}$ , называют суммирующим узлом.



Рисунок 4.15 – Структурная схема усилителя с обратной связью

Коэффициент усиления усилителя без обратной связи, или коэффициент усиления прямого канала ( $K$ ) и коэффициент усиления усилителя с обратной связью ( $K_{о.с.}$ ) определяются соответственно формулами:

$$K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}, \quad K_{о.с.} = U_{\text{вых}} / U_r \quad (4.26)$$

Коэффициент передачи цепи обратной связи, называемый чаще коэффициентом обратной связи, определяется формулой:

$$\beta = U_\beta / U_{\text{вых}} \quad (4.27)$$

Если входное напряжение  $u_{вх}$  равно сумме напряжений источника сигнала  $u_r$  и обратной связи  $u_\beta$ , то коэффициент усиления усилителя с обратной связью:

$$K_{о.с.} = \frac{K}{1 - \beta K} \quad (4.28)$$

– больше исходного коэффициента усиления  $K$ , так как знаменатель в (4.28) меньше единицы. Такая обратная связь называется положительной.

При  $u_{вх} = u_r - u_\beta$  коэффициент усиления:

$$K_{о.с.} = K / (1 + \beta K) \quad (4.29)$$

— меньше исходного  $K$ . Обратная связь в этом случае называется отрицательной обратной связью (о.о.с.).

Величину  $(1 \pm \beta K)$  называют глубиной обратной связи, произведение  $\beta K$  — петлевым усилением, или коэффициентом усиления разомкнутого контура.

По способу присоединения выхода цепи обратной связи к входу усилителя различают последовательную (рисунок 4.16, а, б) и параллельную (рисунок 4.16, в, г) обратные связи. Способы подключения входа цепи обратной связи к выходу усилителя позволяют получить связь по току (рисунок 4.16, б, г) или напряжению (рисунок 4.16, а, в).

Особый интерес представляет случай, когда усилитель с большим исходным коэффициентом усиления  $K$  охвачен глубокой отрицательной обратной связью. Тогда из формулы (4.29) имеем:

$$K_{о.с.} = 1/(1/K + \beta) \approx 1/\beta. \quad (4.30)$$

Таким образом, коэффициент усиления подобного рода устройств почти не зависит от характеристик активных элементов, а полностью определяется параметрами цепи обратной связи. Так как последняя состоит только из пассивных элементов, которые сравнительно легко сделать высокостабильными, то коэффициент усиления при этом будет стабильным.

Отрицательная обратная связь расширяет полосу пропускания исходного усилителя, т. е. в  $(1 + \beta K)$  раз снижает нижнюю и повышает верхнюю граничные частоты (рисунок 4.17).

Введение в усилитель последовательной по току или по напряжению отрицательной обратной связи увеличивает его входное сопротивление, а параллельной — уменьшает в  $(1 + \beta K)$  раз. Отрицательная обратная связь по напряжению (параллельная и последовательная) уменьшает исходное (без о.с.) значение выходного сопротивления, а по току — увеличивает в  $(1 + \beta K)$  раз.

Усилители с отрицательной обратной связью исследуют на устойчивость против самовозбуждения. При этом усилитель с обратной связью будет работать устойчиво, если на всех частотах (от 0 до  $\infty$ ) отрицательная обратная связь не превращается в положительную с достаточной глубиной.

Для исследования устойчивости электронных усилителей с обратной связью широко используется **критерий Найквиста**, который был сформулирован в 1932 году американским физиком Х. Найквистом. Для применения этого критерия снимают амплитудно-фазовую характеристику разомкнутого контура и строят ее график на комплексной плоскости (см. рисунок 1.5, в) — годограф вектора  $\beta K$ .

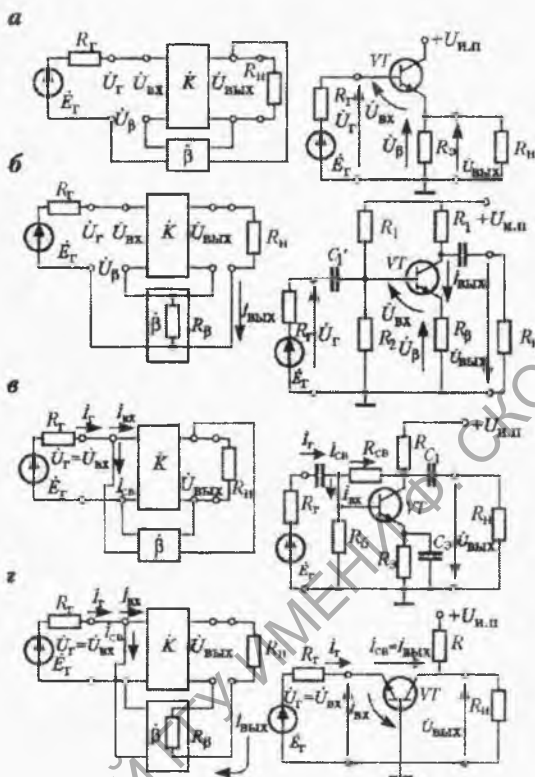


Рисунок 4.16 – Структурные схемы основных типов обратной связи и примеры соответствующих принципиальных схем: последовательная по напряжению (эмиттерный повторитель) (а); последовательная по току ( $RC$ -каскад с большими входным и выходным сопротивлениями) (б); параллельная по напряжению ( $RC$ -каскад с малыми входным и выходным сопротивлениями) (в); параллельная по току (каскад с общей базой, отличающийся малым входным и большим выходным сопротивлениями) (г)

Длина радиуса-вектора, проведенного из начала координат в какую-нибудь точку на кривой (рисунок. 4.18), равна модулю петлевого усиления  $\beta K$  напряжения определенной частоты, а угол между ним и осью абсцисс равен сдвигу фазы при прохождении сигнала от входа усилителя до выхода цепи обратной связи (петлевой сдвиг фазы). Совокупность

точек для всего диапазона частот от нуля до бесконечности дает непрерывную линию, называемую диаграммой Найквиста.

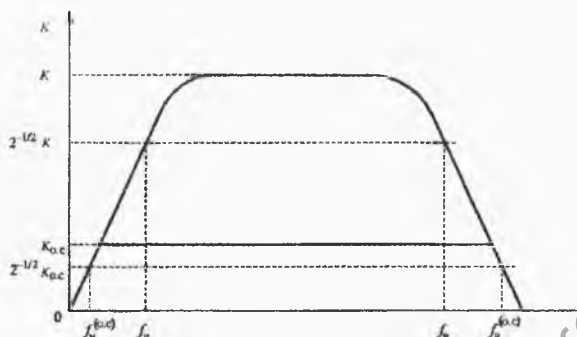


Рисунок 4.17 – Влияние отрицательной обратной связи на амплитудно-частотную характеристику RC-каскада

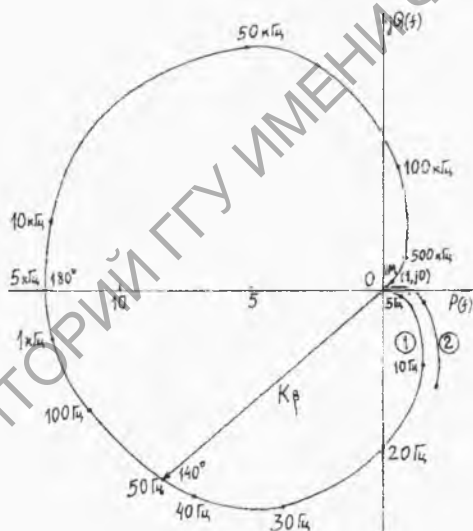


Рисунок 4.18 – Диаграмма Найквиста RC-каскада с параллельной по напряжению отрицательной обратной связью ( $K = -60$ ;  $\beta = 0,22$ ) устойчивого (1) и низкочастотный участок диаграммы такого же каскада ( $K = -120$ ;  $\beta = 0,22$ ), самовозбуждающегося с частотой 2 Гц (2); здесь  $K$  – максимальный коэффициент усиления исходного усилителя в интервале средних частот его полосы пропускания

Если диаграмма Найквиста не охватывает точку  $(1, j0)$ , то усилитель устойчив, т. е. не самовозбуждается. В самом деле, в этом случае даже при вещественной положительной величине  $\beta K$  знаменатель в правой части (4.28) не обращается в нуль, а  $K_{o.c}$  обращается в бесконечность.

## 4.9 Повторители напряжения

В схеме  $RC$ -каскада на рисунке 4.7, б удалим термостабилизирующую цепочку  $R_3C_3$ , а на ее место перенесем нагрузочное сопротивление из коллекторной цепи (рисунок 4.18, б).

Теперь сопротивление  $R_3$  выполняет такие функции: обеспечивает независимость режима работы транзистора от температуры, вырабатывает напряжение, равное  $RSu_{вх}$ , которое одновременно является и выходным напряжением  $u_{вых}$  и напряжением  $u_{\beta}$ , действующим во входном контуре последовательно и в противофазе с напряжением источника сигнала  $u_{г}$ . В соответствии с определениями (4.26), (4.27) и классификацией типов обратной связи (рисунок 4.16) схема на рисунке 4.19 является схемой  $RC$ -каскада с **последовательной по напряжению отрицательной обратной связью**, коэффициент усиления которого согласно (4.29) равен:

$$K_{o.c} = \frac{K}{1 + \beta K} \Big|_{\substack{K=RS \\ \beta=1}} = \frac{RS}{1 + 1RS} \Big|_{RS \gg 1} = 1. \quad (4.31)$$

Равенство единице коэффициента усиления по напряжению дало название такому усилителю – **эмиттерный повторитель**.

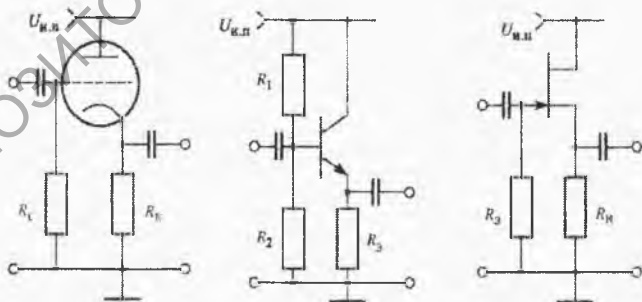


Рисунок 4.19 – Принципиальные схемы катодного (а), эмиттерного (б), истокового (в) повторителей

Повторитель может быть построен на полевом транзисторе (*источковый повторитель* рисунок 4.19, в), на электровакуумной лампе (*катодный повторитель* рисунок 4.19, а), а также на операционном усилителе (рисунок 4.30).

Заметим, что последовательная по напряжению о.о.с. имеет место во всех неинвертирующих схемах на операционных усилителях.

Важнейшее свойство повторителей напряжения – большое входное сопротивление (обусловлено последовательной о.о.с.) и малое выходное сопротивление (обусловлено о.о.с. по напряжению).

Передача на выход входного сигнала при большом входном и малом выходном сопротивлениях обусловила широкое применение повторителей в электронных системах. Повторители используются как буферы для согласования большого выходного сопротивления измерительных преобразователей различных физических величин в электрические сигналы с приемниками этих сигналов. Преобразователь при этом нагружен постоянным большим входным сопротивлением повторителя, а выходное напряжение преобразователя воспроизводится на низкоомном выходе повторителя.

Входное сопротивление эмиттерного повторителя по схеме на рисунке 4.19 ограничено сверху резисторами  $R_1, R_2$ . Этот недостаток можно преодолеть применением схемы со следящей связью (рисунок 4.20). Резисторы  $R_1 - R_3$ , обеспечивают режим транзистора  $VT$  по постоянному току. Емкость конденсатора  $C_2$  выбирается из условия  $1/\omega_{\text{н}} C_2 \ll R_3$ , где  $\omega_{\text{н}}$  – нижняя граничная частота в спектре передаваемого сигнала. Омическое входное сопротивление (сопротивление между базой транзистора и землей) схемы на рисунке 4.20 равно 10,1 кОм. Однако для переменного напряжения источника сигнала входное сопротивление не равно сопротивлению постоянному току, так как коэффициент передачи эмиттерного повторителя близок к 1, то  $u_{\text{вых}} = u_{\text{г}}$ . Выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  через емкость  $C_2$  приложено к резистору  $R_3$ , ко второму выводу которого прикладывается напряжение  $u_{\text{г}}$ . Разность напряжений на резисторе  $R_3$  равна  $u_{\text{г}} - u_{\text{вых}} \approx 0$ . Через этот резистор протекает пренебрежимо малый ток, а сопротивление нагрузки на источник сигнала практически равно входному сопротивлению базовой цепи собственно эмиттерного повторителя ( $VT, R_4$ ), которое в данном конкретном случае 100 кОм.

Эмиттерный повторитель применяется в схемах *стабилизаторов напряжения*. Пример такого применения приведен на рисунке 4.21. Резистор  $R_1$  и стабилитрон  $VD$  образуют стабилизатор напряжения, выход которого подключен к входу эмиттерного повторителя. Рабочий ток  $I_{\text{ст}}$  стабилитрона обычно около 10 мА. Для нормальной работы схемы ста-



близости ( $R_1, VD$ ) ток нагрузки должен быть значительно меньше ( $I_B \leq 0,1I_{CT}$ ). Следовательно, схема на рисунке 4.21 может обеспечить выходной ток:

$$I_{\text{ВЫХ}} = I_B \times h_{21} = 1\text{мА} \times 50 = 50\text{мА}.$$

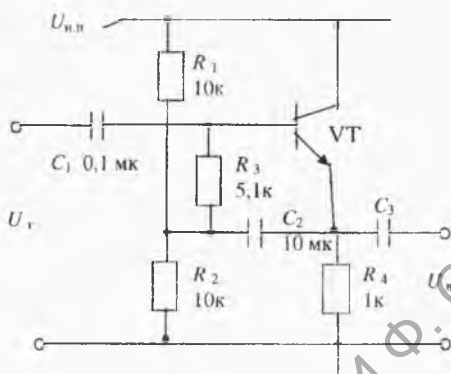


Рисунок 4.20 – Принципиальная схема эмиттерного повторителя со следящей связью

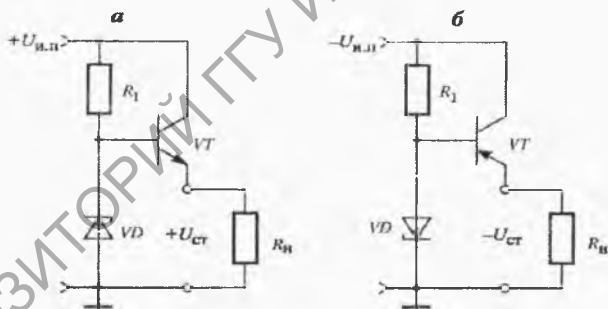


Рисунок 4.21 – Простейшая схема стабилизатора напряжения с эмиттерным повторителем

С целью увеличения выходного тока стабилизатора напряжения применяют составной транзистор (рисунок 4.22). В этой схеме выходной ток:

$$I_{\text{ВЫХ}} = h_{21}^{(VT1)} \times h_{21}^{(VT2)} \times I_{\text{ВХ}}. \quad (4.32)$$

При соответствующем выборе транзисторов  $I_{\text{вых}}$  может достигать десятков ампер.

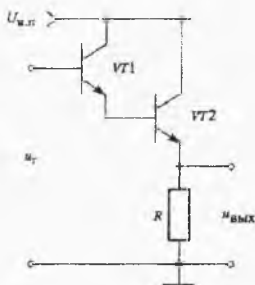


Рисунок 4.22 – Принципиальная схема эмиттерного повторителя на составном транзисторе;  $u_{\text{вых}} = u_r - (U_{\text{БЭ1}} + U_{\text{БЭ2}})$

В ряде электронных схем применяется *источник стабильного тока* – устройство, вырабатывающее ток, значение которого не зависит от напряжения питания и сопротивления нагрузки. Нетрудно убедиться в том, что для этой цели пригоден тот же повторитель, например эмиттерный с постоянным сопротивлением в цепи эмиттера ( $R_{\text{э}} = \text{const}$ ). Схема, показанная на рисунке 4.23, а, аналогична схеме стабилизатора напряжения (рисунок 4.21); напряжение на  $R_{\text{э}}$ , а следовательно, и ток через него, т. е.  $I_{\text{э}}$ , постоянны. Это означает, что изменение в некоторых пределах  $R_{\text{н}}$  и (или)  $U_{\text{н.л.}}$  не сказывается значительным образом на величине  $I_{\text{э}}$ , так как  $I_{\text{э}} = I_{\text{К}} + I_{\text{Б}}$ , а  $I_{\text{Б}} \ll I_{\text{К}}$ . Ограничение:  $R_{\text{н}} \ll U_{\text{н.л.}} / I_{\text{СТ}}$ .

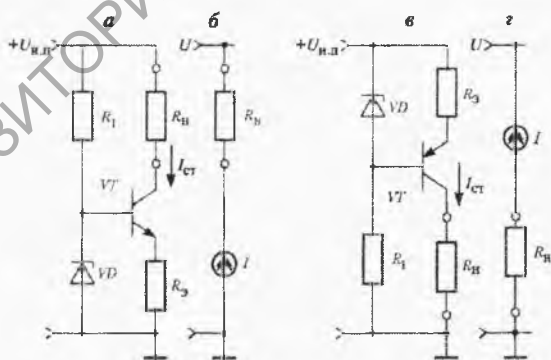


Рисунок 4.23 – Принципиальные схемы источников тока (а, в) и их обозначения (б, г)

## 4.10 Основные типы обратной связи

В разделе 4.9 описаны схемы на основе усилителя с *последовательной по напряжению отрицательной обратной связью*. Здесь рассмотрим другие типы обратной связи.

Если из эмиттерной цепочки  $RC$ -каскада (рисунок 4.7, б) исключить конденсатор, то в него будет введена *последовательная по току отрицательная обратная связь* (рисунок 4.24).

Транзистор  $VT$  имеет крутизну передаточной вольт-амперной характеристики  $S$ , коллекторный ток, вызванный входным сигналом  $u_{\Gamma}$  равен:

$$i_K = Su_{\text{вх}} \quad (4.33)$$

Протекая через резистор  $R_K$ , этот ток создает выходное напряжение:

$$u_{\text{вых}} = R_K i_K = R_K Su_{\text{вх}} \quad (4.34)$$

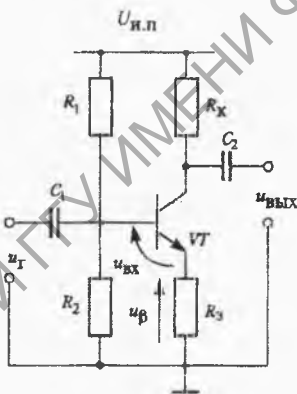


Рисунок 4.24 – Принципиальная схема  $RC$ -каскада с последовательной по току отрицательной обратной связью

Падение напряжения на  $R_3$  (напряжение обратной связи):

$$u_{\beta} = R_3 i_3. \quad (4.35)$$

По определению (4.27) коэффициент обратной связи:

$$\beta = \frac{u_{\beta}}{u_{\text{вых}}} = -\frac{R_3 i_3}{R_K i_K} \Big|_{i_3 = i_K} = -\frac{R_3}{R_K}. \quad (4.36)$$

Напряжение обратной связи  $u_{\beta}$  приложено к эмиттеру транзистора и вычитается из напряжения  $u$ ,  $u_{\text{вх}} = u_r - u_{\beta}$ , формула (4.29) принимает вид:

$$K_{oc} = K / (1 + \beta K) \stackrel{(4.34)}{\underset{(4.36)}{=}} R_K S / (1 + R_3 S). \quad (4.37)$$

**Параллельная по току** отрицательная обратная связь имеет место в усилителе по схеме с общей базой (рисунки 4.12 и 4.16, г).

**Параллельная по напряжению** отрицательная обратная связь образуется проходной емкостью в инвертирующем усилителе и является причиной эффекта Миллера; имеет место во всех инвертирующих схемах включения операционного усилителя (рисунки 4.28, 4.32, 4.33, 4.34, 4.35, 4.36).

## 4.11 Дифференциальный усилитель (ДУ)

Дифференциальный усилительный каскад представляет собой балансную схему (рисунок 4.25), предназначенную для усиления только разности напряжений двух входных сигналов. При одинаковых транзисторах  $VT1$  и  $VT2$  (с одинаковой крутизной передаточной вольт-амперной характеристики  $S$ ) и при  $R_{K1} = R_{K2}$  схема симметрична, коллекторные токи покоя (при  $u_n = u_{\bar{n}} = 0$ ) будут равны  $I_{K1} = I_{K2} = I_0/2$ ; соотношение сопротивлений резисторов  $R_K$  и  $R$ , выбирают таким, чтобы при  $u_n = u_{\bar{n}} = 0$  выходное напряжение также было равно нулю ( $u_{\text{вых}} = 0$ ).

При малых сигналах на входах ( $u_n, u_{\bar{n}} < 10$  мВ) транзисторы работают в линейном режиме, поэтому анализ схемы проведем, применяя принцип суперпозиции:

1) при закороченном входе  $u_n$  транзистор  $VT2$  с резистором  $R_{K2}$  работает как усилительный каскад с общей базой, на вход которого через эмиттерную цепь транзистора  $VT1$  поступит половина напряжения  $u_n$  (рисунок 4.25, б). Выходное напряжение:

$$u_{\text{вых}1} = SR_{K2} \frac{u_n}{2}, \quad (4.38)$$

вход  $u_n$  – неинвертирующий;

2) при закороченном входе  $u_{\bar{n}}$  транзистор  $VT2$  с  $R_{K2}$  работает как инвертирующий усилитель с общим эмиттером, напряжение  $u_{\text{вэ}}$  равно половине напряжения  $u_n$  (рисунок 4.25, в), поэтому:

$$u_{\text{вых}2} = -SR_{K2} \frac{u_n}{2}, \quad (4.39)$$

т. е. вход  $u_{и}$  – инвертирующий; формулу (4.39) можно получить, рассматривая эквивалентную схему на рисунке 4.25, г как усилитель с последовательной по току отрицательной обратной связью, для которой согласно (4.37):

$$u_{\text{вых}} = \frac{-R_{\text{К}2}S}{1+r_3S} u_{и|r_3=1/S} = -R_{\text{К}2}S \frac{u_{и}}{2}; \quad (4.39a)$$

3) если сигнал поступает на оба входа одновременно, в соответствии с принципом суперпозиции выходное напряжение равно:

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вых}1} + u_{\text{вых}2} \Big|_{\substack{(4.35) \\ (4.36)}} = SR_{\text{К}2} \frac{(u_{и1} - u_{и2})}{2}. \quad (4.40)$$

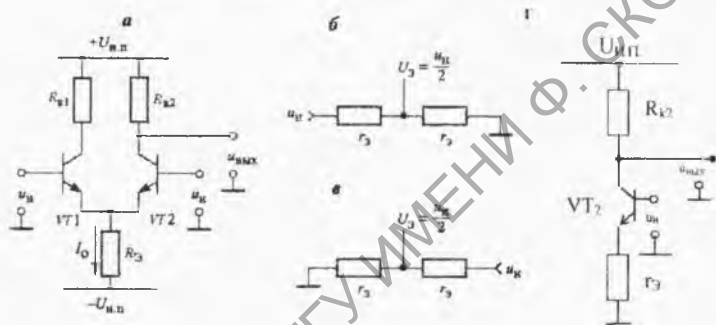


Рисунок 4.25 – Принципиальная схема дифференциального усилительного каскада (а); эквивалентные схемы анализа работы каскада с применением принципа суперпозиции (б, в);  $r_3 = 1/S$  (3.14)

Половина разности напряжений на неинвертирующем и инвертирующем входах определяется как дифференциальная составляющая входного напряжения дифференциального усилителя:

$$u_{д} = \frac{u_{и1} - u_{и2}}{2}, \quad (4.41)$$

Коэффициент усиления для дифференциального сигнала (4.41) равен:

$$K_{д} = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{д}} \Big|_{(4.37)} = SR_{\text{К}2}. \quad (4.42)$$

Если на оба входа дифференциального усилителя подать синфазное

напряжение:

$$u_c = u_n = u_n, \quad (4.43)$$

то схема на рисунке 4.25 будет работать как усилитель с последовательной по току отрицательной обратной связью. При этом выходное напряжение создается коллекторным током транзистора VT2 ( $i_{K2} = Su_c$ ):

$$u_{\text{вых}} = -R_{K2} Su_c. \quad (4.44)$$

Напряжение обратной связи создается суммой эмиттерных токов транзисторов VT1 и VT2 ( $i_{E1} + i_{E2} = 2i_E \approx 2i_K = 2Su_c$  согласно (4.35):

$$u_\beta = 2R_3 Su_c. \quad (4.45)$$

По определению (4.27) коэффициент обратной связи:

$$\beta = \frac{u_\beta}{u_{\text{вых}}} \Big|_{\substack{(4.41) \\ (4.42)}} = -\frac{2R_3 Su_c}{R_{K2} Su_c} = -\frac{2R_3}{R_{K2}}. \quad (4.46)$$

Коэффициент усиления для синфазного сигнала согласно (4.29) равен:

$$K_c = \frac{K_d}{1 - \beta K_d} \Big|_{\substack{(4.39) \\ (4.43)}} = \frac{SR_{K2}}{1 + \frac{2R_3}{R_{K2}} SR_{K2}} = \frac{SR_{K2}}{1 + 2SR_3} \Big|_{R_3, R_{K2}} < \frac{1}{2}. \quad (4.47)$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала в дифференциальном усилителе можно значительно уменьшить, если резистор  $R_3$  (рисунок 4.25) заменить источником тока (рисунок 4.26). При этом за счет большого дифференциального сопротивления источника тока коэффициент усиления синфазного сигнала (4.47) уменьшится почти до нуля.

Одной из важных характеристик дифференциального усилителя является коэффициент ослабления синфазного сигнала:

$$K_{\text{ос.сф}} = \frac{K_d}{K_c} \Big|_{\substack{(4.39) \\ (4.43)}} = \frac{SR_{K2}}{SR_{K2}} = 1 + 2SR_3. \quad (4.48)$$

Этот коэффициент характеризует способность дифференциального усилителя усиливать дифференциальную компоненту входного сигнала (4.41) и ослаблять синфазную составляющую (4.43).

В общем случае входное напряжение дифференциального усилителя

содержит как дифференциальную, так и синфазную компоненты. При этом дифференциальная компонента определяется по формуле (4.41), а синфазная – как полусумма напряжений на неинвертирующем и инвертирующем входах:

$$u_c = \frac{u_n + u_{\bar{n}}}{2} \quad (4.49)$$

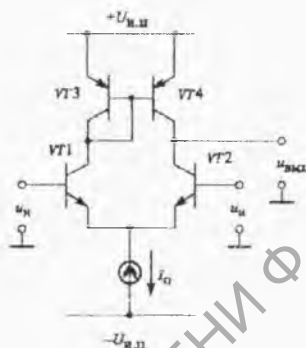


Рисунок 4.26 – Схема дифференциального усилительного каскада с токовым зеркалом в качестве коллекторной нагрузки

Иногда желательно, чтобы однокаскадный дифференциальный усилитель имел большой коэффициент усиления. Согласно (4.42) этого можно достигнуть увеличением сопротивления коллекторной нагрузки  $R_{K2}$  (рисунок 4.25). Однако увеличение сопротивления  $R_{K2}$  при заданном напряжении источника питания приведет к уменьшению коллекторного тока, а следовательно, и к уменьшению крутизны передаточной вольт-амперной характеристики транзистора (3.14). Это противоречие легко разрешается, если в качестве коллекторной нагрузки дифференциального усилителя применить «токовое зеркало» (рисунок 4.26). Транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  образуют дифференциальную пару с источником тока в эмиттерной цепи. Транзисторы  $VT3$  и  $VT4$ , образующие «токовое зеркало», выступают в качестве коллекторной нагрузки, обеспечивая высокое значение дифференциального сопротивления коллекторной нагрузки транзистора  $VT2$ . Благодаря этому коэффициент усиления дифференциального напряжения достигает 5000 и выше при отсутствии внешней нагрузки. Такой усилитель используют, как правило, только в схемах с отрицательной обратной связью, или в компараторах. Выходной сигнал снимают через истоковый повторитель напряжения.

## 4.12 Операционные усилители

Операционный усилитель (ОУ) – это универсальный усилитель, первоначально предназначенный для выполнения математических операций в аналоговых вычислительных машинах. Современный ОУ представляет собой интегральную схему, которая после подключения к ней указанных в паспорте уровней напряжения питания (а иногда и некоторых элементов для коррекции частотной характеристики) становится усилителем со следующими характеристиками: полоса от нуля до  $f_B$ ; большое входное сопротивление; большой коэффициент усиления (до  $10^4 \dots 10^5$  и более); большой коэффициент ослабления синфазных сигналов (до  $10^3 \dots 10^4$ ); малый шум; малый сдвиг нулевого уровня на постоянном токе; малые изменения характеристик в зависимости от температуры и времени; низкое выходное сопротивление; сравнительно большой размах выходного напряжения. Естественно, что каждое из перечисленных достоинств проявляется в различной степени у ОУ разных марок.

Сигнал на выходе операционного усилителя с дифференциальным входом (рисунок 4.27).

$$u_{\text{вых}} = K_0 u_{\text{вх}} (u_{\text{н}} - u_{\text{и}}), \quad (4.50)$$

где  $K_0$  – коэффициент усиления ОУ без обратной связи, это полный коэффициент усиления по напряжению.



Рисунок 4.27 – Условное графическое обозначение операционного усилителя

Реальные ОУ характеризуются большим количеством параметров. Однако с целью упрощения анализа схем с ОУ последние часто идеализируют. Идеальный ОУ обладает следующими параметрами:  $K_0 \rightarrow \infty$ ;  $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$ ;  $R_{\text{вых}} \rightarrow 0$ ; полоса пропускания – от нуля до бесконечности. Из выражения (4.50) следует:  $u_{\text{вх}} = u_{\text{н}} - u_{\text{и}} = u_{\text{вых}} / K_0 \rightarrow 0$ , т. е. напряжение на дифференциальном входе ОУ в линейном режиме практически равно нулю при любом выходном напряжении. Входные токи также равны нулю.



Рассмотрим некоторые простые устройства с идеальным ОУ.

**Инвертирующий усилитель** (рисунок 4.28). Анализ схем на идеальном ОУ начинают с выбора положительного направления тока в цепи обратной связи и определения напряжения в точке суммирования (инвертирующий вход). Так как в схеме на рисунке 4.28 неинвертирующий вход заземлен, а входное напряжение идеального ОУ в линейном режиме равно нулю, то напряжение в точке суммирования также равно нулю. Теперь, пользуясь законом Ома, можно связать ток  $i$  с напряжением источника сигнала  $u_r$  и выходным напряжением:

$$i = \frac{u_r}{R_1} = -\frac{u_{\text{вых}}}{R_2}, \quad (4.51)$$

откуда следует:

$$u_{\text{вых}} = -\frac{R_2}{R_1} u_r. \quad (4.52)$$

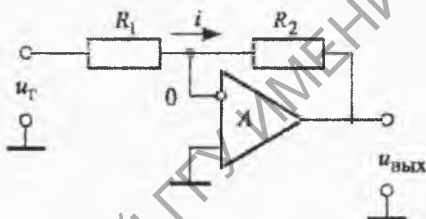


Рисунок 4.28 – Принципиальная схема инвертирующего усилителя

Таким образом, идеальный ОУ, включенный по схеме на рисунке 4.27, реализует инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления:

$$K = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (4.53)$$

Входное сопротивление этого усилителя равно  $R_1$ .

**Неинвертирующий усилитель** (рисунок 4.29). Напряжение в точке суммирования в этой схеме равно  $u_r$ . При выбранном на рисунке 4.28 положительном направлении тока  $i$  можно записать:

$$i = \frac{-u_r}{R_1} = \frac{u_r - u_{\text{вых}}}{R_2}, \quad (4.54)$$

откуда следует:

$$u_{\text{вых}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} u_{\text{г}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_{\text{г}}, \quad (4.55)$$

т. е. коэффициент усиления неинвертирующего усилителя равен:

$$K = \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (4.56)$$

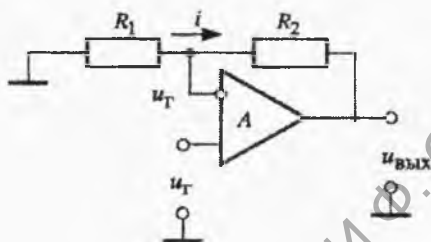


Рисунок 4.29 – Принципиальная схема неинвертирующего усилителя

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя равно собственному входному сопротивлению ОУ.

**Повторитель напряжения** (рисунок 4.30). В схеме выход ОУ соединен с инвертирующим входом, т. е.:

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{и}} \Big|_{u_{\text{вых}} \rightarrow 0} = u_{\text{г}} \quad (4.57)$$

Источник напряжения сигнала  $u_{\text{г}}$  нагружен только входным сопротивлением ОУ, которое очень велико, поэтому повторитель напряжения может служить хорошим буферным каскадом.

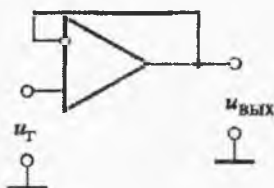


Рисунок 4.30 – Повторитель напряжения

**Дифференциальный усилитель** (в переводе на русский язык означает «разностный усилитель» см. 4.11). Анализ схемы на рисунке 4.31, а проведем с применением принципа суперпозиции.

1 При закороченном входе  $u_1$  схема представляет собой инвертирующий усилитель, выходное напряжение равно:

$$u_{\text{вых}1} = -\frac{R_2}{R_1} u_1. \quad (4.58)$$

2 При закороченном входе  $u_2$  схема становится неинвертирующим усилителем предварительно ослабленного делителя напряжения  $u_2$ , выходное напряжение равно:

$$u_{\text{вых}2} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \times \frac{R_2 + R_1}{R_1} u_2 = \frac{R_2}{R_1} u_2. \quad (4.59)$$

3 В силу линейности усилителя применим принцип суперпозиции:

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вых}1} + u_{\text{вых}2} = \frac{R_2}{R_1} u_2 - \frac{R_2}{R_1} u_1 = \frac{R_2}{R_1} (u_2 - u_1). \quad (4.60)$$

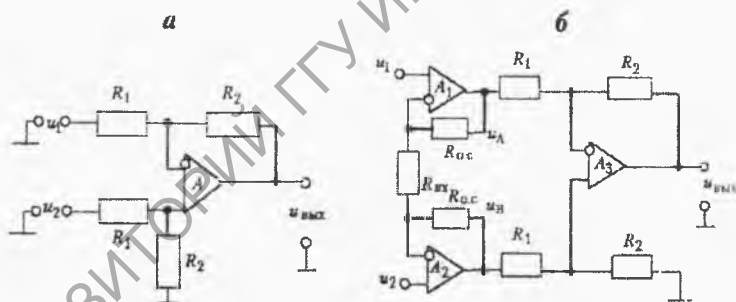


Рисунок 4.31 – Дифференциальные усилители на базе ОУ: простой (а) и измерительный усилитель на трех ОУ (б)

Выражение (4.60) показывает, что устройство по схеме на рисунке 4.31, а усиливает разность напряжений ( $u_2 - u_1$ ), т. е. является дифференциальным усилителем.

Наличие резисторов на входе обуславливает невысокое входное сопротивление этого усилителя. С целью увеличения входного сопротив-

ления иногда на входах дифференциального усилителя применяют поворотители напряжения.

В схеме *дифференциального измерительного усилителя с тремя операционными усилителями* (рисунок 4.31, б) входные сигналы поступают на неинвертирующие входы операционных усилителей  $A_1$  и  $A_2$ . Благодаря высокому сопротивлению этих входов разница внутренних сопротивлений источников сигнала ( $u_1$  и  $u_2$ ) может достигать 1 кОм без заметного понижения коэффициента ослабления синфазного сигнала ( $K_{ос.сф}$ ).

Найдем коэффициент усиления этого усилителя, применяя принцип суперпозиции:

$$1) \text{ при } u_2 = 0, u_A = \left( \frac{R_{о.с}}{R_{вх}} + 1 \right) u_1; u_B = -\frac{R_{о.с}}{R_{вх}} u_1;$$

$$2) \text{ при } u_1 = 0, u_A = -\frac{R_{о.с}}{R_{вх}} u_2; u_B = \left( \frac{R_{о.с}}{R_{вх}} + 1 \right) u_2;$$

$$3) u_B - u_A = \left( \frac{2R_{о.с}}{R_{вх}} + 1 \right) (u_2 - u_1);$$

$$4) u_{вых} = \frac{R_2}{R_1} (u_B - u_A) = \frac{R_2}{R_1} \left( \frac{2R_{о.с}}{R_{вх}} + 1 \right) (u_2 - u_1).$$

Следовательно, коэффициент усиления дифференциального сигнала равен:

$$K_d = \frac{R_2}{R_1} \left( \frac{2R_{о.с}}{R_{вх}} + 1 \right) \quad (4.61)$$

Для каждого входного ОУ ( $A_1$  и  $A_2$ ) коэффициент усиления синфазного сигнала ( $K_{с1}$ ) равен единице при любой величине  $K_d$ , а  $K_{с2}$  выходного дифференциального усилителя ( $A_3$ ) зависит от точности подбора резисторов  $R_1$  и  $R_2$ :  $K_{с2} = 2\delta$ , где  $\delta$  – относительная погрешность номинального значения  $R_1$  и  $R_2$  – например, применение резисторов с 1 %-ым допуском обеспечивает среднее значение  $K_{с2} = 0,02$ . При одинаковых ОУ ( $A_1$ ,  $A_2$  и  $A_3$ ) благодаря распределению  $K_d$  между входным ( $A_1$ ,  $A_2$ ) и дифференциальным ( $A_3$ ) каскадами схема на трех ОУ обеспечивает по сравнению со схемой на одном ОУ больший коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{ос.сф} = K_d/K_{с2}$ .

### 4.13 Примеры функциональных устройств на ОУ

На основе ОУ с помощью внешних цепей обратной связи можно строить различные функциональные устройства. Рассмотрим несколько примеров.

**Аналоговый сумматор.** Схему на рисунке 3.32 можно рассматривать как инвертирующий усилитель с  $n$  входами. Причем при подаче напряжения только на один из входов выходное напряжение определяется формулой (4.52):

$$u_{\text{вых}1} = -\frac{R_{\text{о.с}}}{R_1} u_{r1}, \quad u_{\text{вых}2} = -\frac{R_{\text{о.с}}}{R_2} u_{r2}, \dots, \quad u_{\text{вых}n} = -\frac{R_{\text{о.с}}}{R_n} u_{rn}$$

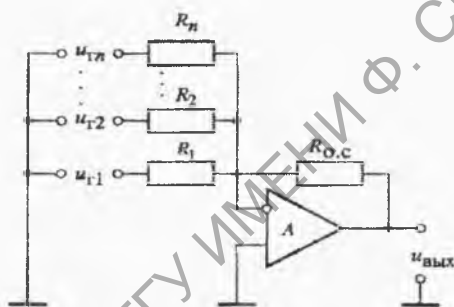


Рисунок 4.32 – Сумматор

Если на все входы подать сигналы одновременно, то применение принципа суперпозиции дает:

$$u_{\text{вых}} = -\left( \frac{R_{\text{о.с}}}{R_1} u_{r1} + \frac{R_{\text{о.с}}}{R_2} u_{r2} + \dots + \frac{R_{\text{о.с}}}{R_n} u_{rn} \right) \quad (4.62)$$

Из (4.62) следует, что выходное напряжение равно инвертированной сумме подведенных к входам напряжений с постоянными коэффициентами. Если взять одинаковые резисторы  $R_1 = R_2 = \dots = R_{\text{о.с}}$ , то (4.62) примет вид:

$$u_{\text{вых}} = -(u_1 + u_2 + \dots + u_n). \quad (4.63)$$

Следовательно, схема на рисунке 4.32 представляет собой инвертирующий аналоговый сумматор напряжений. Разработаны схемы и мето-

ки расчета неинвертирующих сумматоров, а также сумматоров с инвертирующими и неинвертирующими входами [10].

**Интегратор.** Схема интегратора на ОУ приведена на рисунке 4.33. Как и во всех инвертирующих схемах, потенциал точки суммирования равен нулю. На основании формулы определения емкости:

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{Q}{C} \Big|_{Q=\int idt} = \frac{1}{C} \int idt \Big|_{i=-\frac{u_r}{R}} = -\frac{1}{RC} \int u_r dt. \quad (4.64)$$

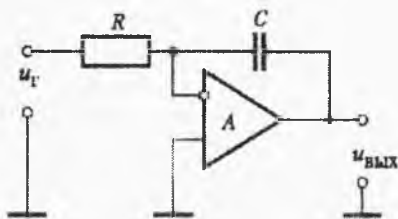


Рисунок 4.33 – Интегратор

**Дифференциатор** (рисунок 4.34) создает выходное напряжение, пропорциональное скорости изменения напряжения источника сигнала. На основании формулы определения емкости и ее включения на рисунке 4.33.

$$u_r = \frac{Q}{C} \Big|_{Q=\int idt} = \frac{1}{C} \int idt \Big|_{i=-\frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R}} = -\frac{1}{RC} \int u_{\text{ВЫХ}} dt. \quad (4.65)$$

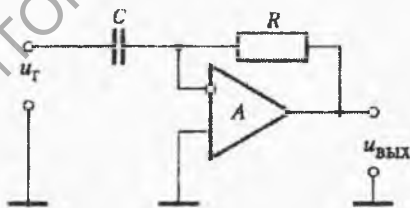


Рисунок 4.34 – Дифференциатор

дифференцировав выражение (4.65), получаем:

$$u_{\text{ВЫХ}} = -RC \frac{du_r}{dt}. \quad (4.66)$$

**Логарифматор** (рисунок 4.35) вырабатывает выходное напряжение  $u_{\text{ВЫХ}}$ , пропорциональное логарифму напряжения источника сигнала  $u_r$ .

Для этого в схеме на рисунке 4.35 используется вольт-амперная характеристика полупроводникового диода  $i = I_0 \exp(u/\varphi_T)$ , откуда следует, что:

$$U = \varphi_T \ln \frac{I}{I_0}. \quad (4.67)$$

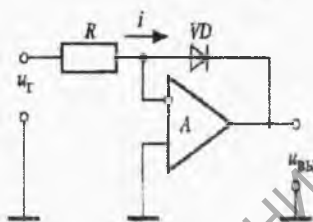


Рисунок 4.35 – Логарифматор

Применительно к схеме на рисунке 4.35 формула (4.64) имеет вид:

$$-u_{\text{ВЫХ}} = \varphi_T \ln \frac{I}{I_0} \Big|_{I = \frac{u_r}{R}} = \varphi_T \ln \frac{u_r}{I_0 R} = K \ln u_r. \quad (4.68)$$

В реальных логарифматорах вместо диодов используются транзисторы. Для повышения точности логарифмирования и обеспечения стабильности схемы содержат дополнительные элементы [10].

**Антилогарифматор** (рисунок 4.36) реализует экспоненциальную зависимость выходного напряжения  $u_{\text{ВЫХ}}$  от напряжения источника сигнала  $u_r$ . При положительном  $u_r$  через диод течет ток:

$$i = I_0 \exp(u_r/\varphi_T), \quad (4.69)$$

а на выходе ОУ появляется напряжение:

$$-u_{\text{ВЫХ}} = Ri \Big|_{(3.66)} = RI_0 \exp(u_r/\varphi_T). \quad (4.70)$$

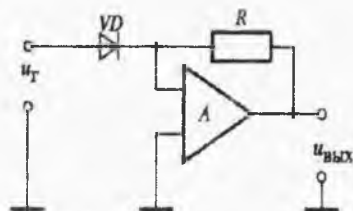


Рисунок 4.36 – Антилогарифматор

Как и в случае логарифматоров, практические схемы антилогарифматоров сложнее показанной на рисунке 4.36 [10].

**Перемножитель.** Имея возможность получать значения логарифмов сомножителей, можно построить схему перемножителя двух напряжений на основе соотношения:

$$\ln(u_1 \times u_2) = \ln u_1 + \ln u_2.$$

Такая схема показана на рисунке 4.37. Логарифмы напряжений  $u_1$  и  $u_2$  суммируются для получения величины, равной  $\ln u_1 + \ln u_2 = \ln(u_1 u_2)$ .

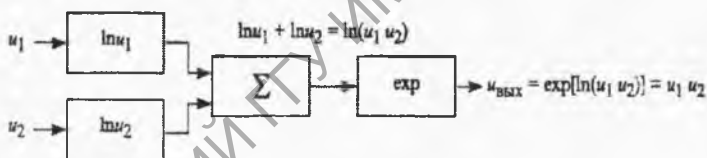


Рисунок 4.37 – Возможная структура перемножителя

Затем для получения произведения  $u_1 u_2$  находится антилогарифм от полученной суммы. В результате выходное напряжение:

$$u_{\text{вых}} = u_1 u_2. \quad (4.71)$$

Выпускаются интегральные микросхемы перемножителей. Двухквadrантные перемножители могут работать только при одной полярности сигналов на одном из входов, а четырехквadrантные – при любой полярности сигналов на обоих входах.

Перемножители используются в схемах модуляторов, демодуляторов, физических детекторов, в аналоговых вычислительных устройствах и т. д.



*Гиратор* – это имитатор катушки индуктивности, реализуемый путем включения  $RC$ -цепи в обратную связь с ОУ. Иногда гираторы называют синтезируемыми индуктивностями.

Использование схемы гиратора позволяет реализовать большую индуктивность в небольшом по размерам, легком и недорогом корпусе. Такие «активные катушки индуктивности» могут быть использованы в некоторых классических типах фильтров вместо обычных катушек. Предназначены гираторы для того, чтобы, используя напряжение на конденсаторе, заставить напряжение и ток на входе схемы вести себя подобно напряжению и току в катушке индуктивности.

Основные недостатки гираторов: 1) только немногие из них могут работать на частотах, превышающих несколько килогерц; 2) схемы гираторов, не требующие заземления одного из выводов, очень сложные.

#### 4.14 Усилители мощности

Мощность, потребляемая малосигнальными каскадами от источников питания, невелика, поэтому коэффициент полезного действия каскада играет второстепенную роль. Когда отдаваемая в нагрузку мощность полезного сигнала становится большой, возникает вопрос экономии энергии питания. Для этого прежде всего следует уменьшить мощность, выделяющуюся в самом каскаде. Режим работы апериодического каскада, при котором рабочая точка выбирается на активном участке передаточной вольт-амперной характеристики (рисунок 4.38), является неэкономичным.

Потребляемая схемой мощность  $P = U_{20} I_{20}$  постоянна и не зависит от величины входного сигнала и нагрузки, пока схема не перегружена. Коэффициент полезного действия  $\eta$  определяется как отношение максимальной мощности в нагрузке к потребляемой мощности от источника питания; для описанного здесь режима  $\eta = 6,25\%$ . Такой режим активного элемента называется режимом *A*. Каскад становится существенно более экономичным, если рабочую точку расположить в самом начале передаточной вольт-амперной характеристики активного элемента (рисунок 4.39). Это так называемый режим *B*. Мощность, выделяемая в каскаде, работающем в режиме *B*, при отсутствии сигнала мала. Однако в этом случае каскад способен усилить сигналы только одной полярности или только одну полуволну синусоидального сигнала. Чтобы полностью усилить сигнал, применяют двухтактные схемы, в которых положительные составляющие сигнала усиливаются одним

активным элементом, а отрицательные – другим. В нагрузке  $R_n$  эти усиленные компоненты складываются таким образом, что восстанавливается первоначальная форма сигнала. На рисунке 4.39, а показана принципиальная схема усилителя мощности – двухтактный эмиттерный повторитель на комплементарной паре транзисторов.

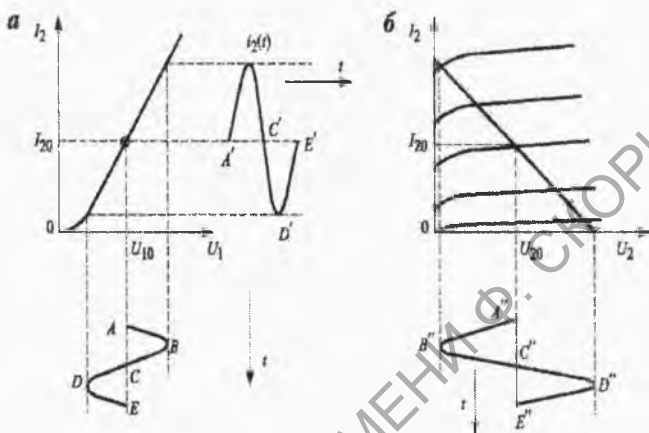


Рисунок 4.38 – Режим А биполярного транзистора: положение рабочей точки на передаточной ВАХ (а) и на выходных статических характеристиках (б)

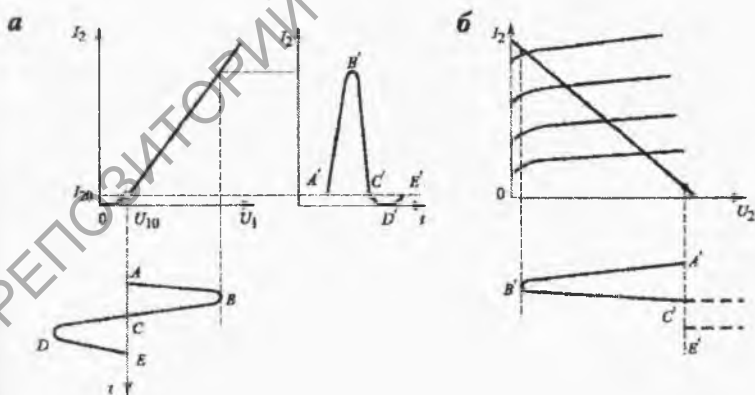


Рисунок 4.39 – Режим В биполярного транзистора: положение рабочей точки на передаточной ВАХ (а) и на выходных статических характеристиках (б)

Комплементарной (т. е. взаимодополняющей) называют пару транзисторов, имеющих очень близкие характеристики и противоположные структуры ( $n-p-n$ - и  $p-n-p$ -,  $n$ - и  $p$ -каналы). Работа схемы иллюстрируется графиками на рисунке 4.40, б.

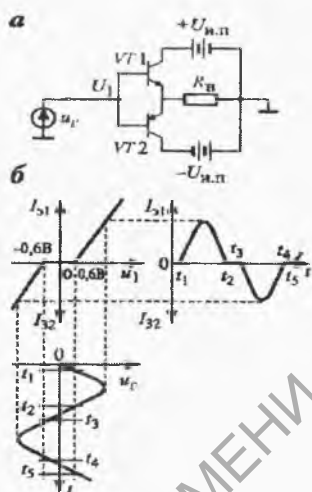


Рисунок 4.40 – Схема простейшего двухтактного повторителя напряжения на комплементарной паре транзисторов (а) и графики ее работы (б)

Транзистор  $VT1$  открывается при положительных значениях сигнала, а транзистор  $VT2$  – при отрицательных. При нулевом входном напряжении оба транзистора закрыты и от источника питания энергия не потребляется.

Схеме в режиме  $B$  присущи так называемые переходные искажения (ступеньки  $0 - t_1$ ,  $t_2 - t_3$ ,  $t_4 - t_5$  на рисунке 4.40, б), обусловленные тем, что при входном напряжении, меньшем  $0,6$  В, кремниевые биполярные транзисторы практически закрыты. Для устранения этих искажений транзисторы двухтактного каскада нужно приоткрыть в состоянии покоя, т. е. при отсутствии усиливаемого сигнала. Такой режим работы усилителя называют двухтактным режимом  $AB$ . Напряжение смещения обычно получают включением между базами транзисторов диодов ( $VD1$  и  $VD2$  рисунок 4.41).

В режиме  $AB$  при постоянных напряжениях смещения на базах  $U_1$ ,  $U_2$  увеличение температуры приводит к возрастанию тока покоя транзисторов, что в свою очередь вызывает еще большее нагревание транзисторов. Этот эффект называется термической положительной обратной связью, и

без принятия специальных мер транзисторы могут перегреться и разрушиться. Частично компенсировать термическую положительную обратную связь можно, размещая диоды смещения на корпусах транзисторов. Дополнительно в эмиттерные цепи транзисторов включают резисторы  $R_3$ , (рисунок 4.41, а, б), создающие отрицательную обратную связь по току. Стабилизирующее действие этой связи возрастает с увеличением  $R_3$ , однако при этом снижается отдаваемая в нагрузку мощность.

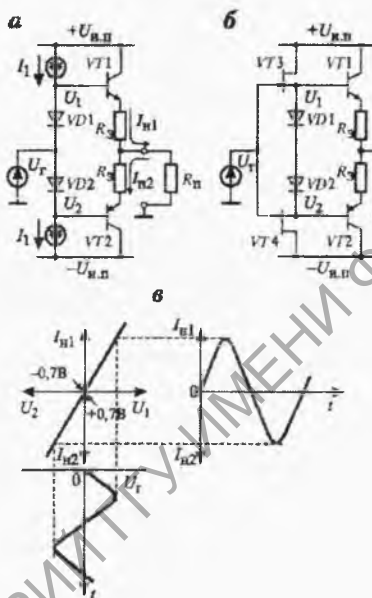


Рисунок 4.41 – Схема двухтактного каскада в режиме  $AB$ , задаваемом с помощью диодов (а); то же с полевыми транзисторами в качестве источников тока (б); графики, иллюстрирующие работу схемы (в)

Малое выходное сопротивление усилителей мощности создает опасность разрушения транзисторов при коротком замыкании ( $R_n = 0$ ). Поэтому применяют схемы защиты, ограничивающие максимальный выходной ток. Один из вариантов схемы защиты выходного каскада от перегрузки приведен на рисунке 4.42. Если из-за возрастания выходного тока  $I_{вых}$  падение напряжения на резисторах  $R_3$  превысит значение 0,6 В, то транзисторы VT5 и VT6 откроются и предотвратят дальнейшее увеличение тока транзисторов VT1 и VT2.

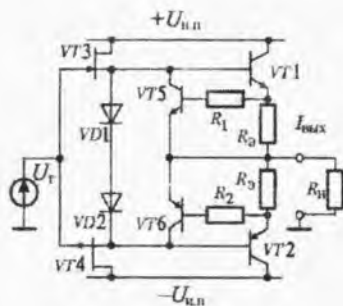


Рисунок 4.42 – Схема выходного каскада с защитой от перегрузки

## 4.15 Активные фильтры

Активные фильтры строятся на основе операционных усилителей и пассивных  $RC$ -фильтров. Отличные характеристики и невысокая стоимость активных фильтров в диапазоне частот от 0 до 100 кГц делают их особенно удобными для применения. Наиболее оптимальными схемами активных фильтров являются схемы на повторителях и схемы с многопетлевой обратной связью.

Рассмотрим основные свойства активных фильтров на примере широко распространенной схемы фильтра нижних частот (ФНЧ) на повторителе (рисунок 4.43). Каскадное соединение этих схем образует фильтры высоких порядков. При изложении принципа построения аппроксимирующих функций фильтров как основу обычно используют ФНЧ.

Несмотря на то, что простейшим выражением для описания характеристик фильтра является комплексная форма передаточной функции  $A(jf)/[B(jf)]$ , при расчетах целесообразнее оказывается представление в виде квадрата АЧХ  $A^2(f)$ .

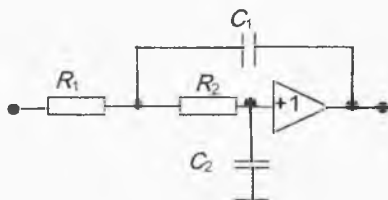


Рисунок 4.43 – Схема ФНЧ на повторителе

В реальных фильтрах между полосой пропускания и полосой подавления имеется переходная область, причем границы раздела являются в какой-то степени произвольными. Желательно, чтобы передаточная функция фильтра соответствовала определенным математическим функциям, например полиномам Баттерворта или Чебышева. Тогда при конкретном применении фильтра его амплитудно- и фазо-частотная характеристики (АЧХ и ФЧХ) оказываются в определенном смысле оптимальными.

**Фильтр нижних частот Баттерворта** имеет квадратичную АЧХ, описываемую уравнением:

$$A^2(f) = \frac{1}{1 + (f/f_{cp})^{2n}}, \quad (4.72)$$

где  $f_{cp}$  – частота среза на уровне – 3 дБ;  $n$  – порядок фильтра (число полюсов).

АЧХ этого фильтра (рисунок 4.44) максимально плоская (равномерная) в пределах полосы пропускания.

Наклон переходного участка характеристики равен 6 дБ/октава на полюс. Фазо-частотная характеристика фильтра Баттерворта нелинейна, поэтому его переходная характеристика имеет выброс. Используется фильтр Баттерворта в тех случаях, когда желательно иметь одинаковый коэффициент передачи на всех частотах в полосе пропускания.

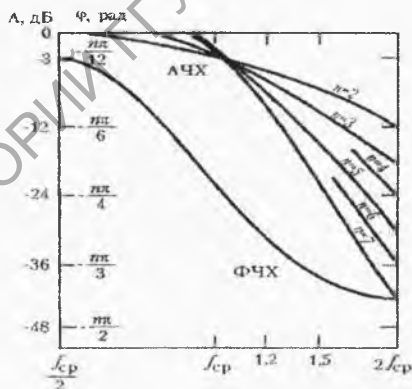


Рисунок 4.44 – Частотные характеристики ФНЧ Баттерворта

**Фильтр Бесселя** имеет линейную фазо-частотную характеристику (рисунок 4.45), поэтому на его переходной характеристике почти отсут-

ствует выброс. Это свойство делает фильтр Бесселя наиболее пригодным для фильтрации прямоугольных колебаний без изменения формы. АЧХ фильтра Бесселя аппроксимируется гауссовой функцией, ее наклон на переходном участке менее 6 дБ/октава на полюс. Частота среза фильтра Бесселя определяется как частота, на которой запаздывание по фазе равно половине запаздывания, максимально возможного для данного фильтра. Эта частота меняется при изменении числа полюсов фильтра, она не равна частоте фильтра на уровне - 3 дБ.

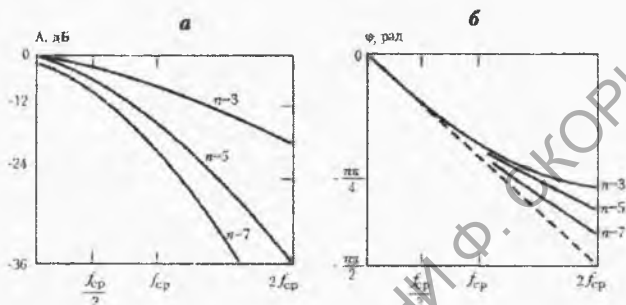


Рисунок 4.45 – Амплитудно-частотная (а) и фазо-частотная (б) характеристики ФНЧ Бесселя

**Фильтр Чебышева** имеет АЧХ с волнообразными зубцами в полосе пропускания и равномерную в полосе подавления (рисунок 4.46), количество зубцов характеристики в полосе пропускания тем больше, чем выше порядок фильтра. Амплитуда этих зубцов может быть задана при проектировании фильтра и обычно устанавливается на уровне 0,5; 1; 2 или 3 дБ. Увеличение допустимой амплитуды зубцов позволяет получить более крутой наклон АЧХ на переходном участке, который может превышать 6 дБ/октава на один полюс. Фильтр Чебышева оказывается полезным в тех случаях, когда нужен очень крутой наклон АЧХ.

Если в схеме на рисунке 4.43 резисторы заменить конденсаторами, а конденсаторы резисторами с соответственно равными по модулю значениями сопротивлений на частоте среза, то получится ФВЧ того же качества по классификации.

Характеристики активного фильтра определяются не принципиальной схемой, а величинами сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов. Например, ФНЧ на повторителе (рисунок 4.43) для частоты среза  $\omega_{cp} = 1$  рад/с может быть фильтром:

– Бесселя при  $R_1 = R_2 = 1$  Ом:  $C_1 = 0,9066\Phi$ ;  $C_2 = 0,6799\Phi$ ;

– Баттерворта при  $R_1 = R_2 = 1 \text{ Ом}$ ;  $C_1 = 1,414\Phi$ ;  $C_2 = 0,7071\Phi$ .

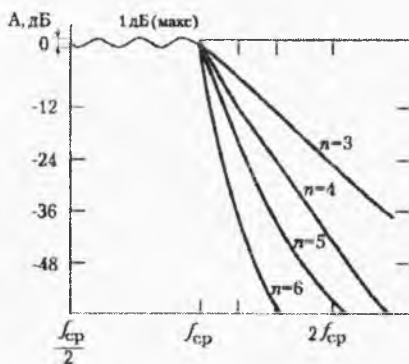


Рисунок 4.46 – Амплитудно-частотная характеристика ФНЧ Чебышева с неравномерностью 1 дБ в полосе пропускания

– Чебышева с неравномерностью характеристики в полосе пропускания:

а) 0,1 дБ при  $R_1 = R_2 = 1 \text{ Ом}$ ;  $C_1 = 1,638 \Phi$ ;  $C_2 = 0,6955\Phi$ ;

б) 1 дБ при  $R_1 = R_2 = 1 \text{ Ом}$ ;  $C_1 = 2,218 \Phi$ ;  $C_2 = 0,6061\Phi$ ;

в) 3 дБ при  $R_1 = R_2 = 1 \text{ Ом}$ ;  $C_1 = 3,103 \Phi$ ;  $C_2 = 0,4458\Phi$ .

Емкости фильтра пересчитываются по частоте делением величин емкостей, нормированных для  $\omega_{\text{ср}} = 1 \text{ рад/с}$ , делением на частоту среза в рад/с ( $2\pi f_{\text{ср}}$  кГц); компоненты фильтра пересчитываются умножением величин сопротивлений на подходящий коэффициент (например,  $10^4$ ) и делением величин емкостей на тот же коэффициент [11]. Проектированием активных фильтров обычно занимаются специалисты, однако спроектировать нужный фильтр может любой инженер, пользуясь уже опубликованными, например [11], рекомендациями.

## Контрольные задания и вопросы

- 1 При каких условиях на биполярном транзисторе можно построить линейный усилитель напряжения?
- 2 Объясните назначение цепочки  $R_3C_3$  в схеме на рисунке 4.5, а.
- 3 Что такое «токовое зеркало»?



4 Поясните назначение всех элементов схемы усилителя на рисунке 4.7, б.

5 Что такое «эффект Миллера»?

6 Напишите формулу, связывающую коэффициент усиления усилителя с обратной связью с коэффициентом усиления прямого канала и коэффициентом обратной связи.

7 Назовите основные типы обратной связи в усилителях и укажите, как они влияют на входное и выходное сопротивление.

8 Что такое «эмиттерный повторитель»?

9 Когда возникает потребность в эмиттерном повторителе на составном транзисторе?

10 Назовите два способа построения схем источника стабильного тока.

11 Что такое «дифференциальный усилитель» и какие его основные характеристики?

12 Дайте определение понятия «идеальный операционный усилитель».

13 После прочтения соответствующего фрагмента самостоятельно выведите формулу для коэффициента усиления измерительного усилителя на трех ОУ (схема на рисунке 4.30, б).

14 Назовите функциональные устройства, которые могут быть построены на основе ОУ.

15 Объясните работу схемы на рисунке 4.41.

16 Что такое «активные фильтры» и как они классифицируются?

## 5 Генераторы сигналов

Под генерированием электрических колебаний понимают преобразование энергии источников питания в энергию электрических колебаний. На низких радиочастотах колебания возбуждаются в системах с сосредоточенными параметрами. Существуют два основных способа получения электрических колебаний: преобразование с помощью активных электронных элементов энергии источников постоянного тока или преобразование энергии одних электрических колебаний в энергию других с требуемой частотой (параметрические и квантовые генераторы).

### 5.1 Автоколебательная система

Автоколебательной называется система, в которой при отсутствии переменного внешнего воздействия возбуждаются незатухающие колебания, причем их амплитуда и частота определяются свойствами самой системы. Примерами автоколебаний являются колебания маятника часов, струн или столбов воздуха в музыкальных инструментах, колебания тока и напряжения в электронных генераторах. Чтобы колебания были незатухающими, в автоколебательную систему должна поступать энергия, компенсирующая потери в ней. Для поддержания стационарной амплитуды колебаний поступление энергии должно изменяться в зависимости от величины потерь, поэтому в автоколебательной системе необходимо наличие цепи обратной связи и нелинейного элемента.

Характер автоколебаний определяется главным образом свойствами собственно колебательной системы. Если добротность системы велика, то для поддержания автоколебаний за период в нее должно поступать малое количество энергии (по сравнению с полной энергией колебательной системы). Период и форма автоколебаний при этом почти не отличаются от периода и формы собственных колебаний системы. Если за один период теряется много энергии, но колебания возникают, то они сильно отличаются от гармонических и называются релаксационными. Можно, однако, создать условия, когда при отсутствии колебательных контуров в электрических системах генерируются почти гармонические автоколебания.

**Автогенератор** электрических колебаний состоит из источника питания, усилителя и цепи обратной связи. Его структурная схема (рисунок 5.1) аналогична структурной схеме усилителя с обратной связью. При замкнутой петле обратной связи и отсутствии на входе усилителя

внешнего сигнала стационарный сигнал на его выходе ( $U_{\text{вых}}$ ) возможен при условии:

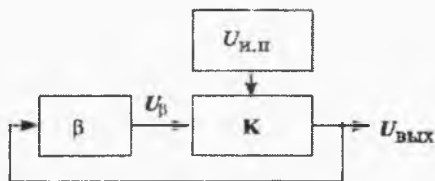


Рисунок 5.1 – Структурная схема автогенератора

$$U_{\beta} = \beta U_{\text{вых}} = \beta K U_{\beta} \quad (5.1)$$

откуда:

$$\beta K = 1. \quad (5.2)$$

Выделяют два условия генерирования автогенератором стационарного сигнала:

– условие баланса амплитуд

$$\beta K = 1, \quad (5.3)$$

– условие баланса фаз

$$\varphi_K + \varphi_{\beta} = 2n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (5.4)$$

## 5.2 Автогенераторы с резонансным контуром

Автогенератор с резонансным контуром (рисунок 5.2, а) представляет собой резонансный усилительный каскад с цепью положительной обратной связи, создаваемой взаимной индукцией  $M$  катушек  $L_1$  и  $L_2$ . Графики строятся при одинаковом масштабе для  $K$  и  $\beta^{-1}$ , поэтому в точках пересечения соответствующих линий петлевой коэффициент усиления  $\beta K = 1$ .

Рабочая точка на передаточной вольт-амперной характеристике полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом ( $VT$ ) устанавливается схемой автоматического смещения ( $R_n C_n$ ). При малых входных напряжениях (начиная с нуля) коэффициент усиления  $K$  имеет максимальное значение. Коэффициент обратной связи определяется коэффициентом

взаимоиндукции  $M$  и выбирается таким образом, чтобы условие баланса амплитуд (5.3) выполнялось с запасом. Условие баланса фаз (5.4) обеспечивается взаимным направлением витков катушек  $L_1$  и  $L_2$ . В момент подключения к схеме напряжения питания  $U_{н.п}$  в катушке  $L_1$  возникает ток, возбуждающий в контуре  $L_1C_1$  свободные колебания. Амплитуда этих колебаний быстро возрастает ( $\beta K > 1$ ), а следовательно, возрастает и  $U_{вх}$  до тех пор, пока не возникает ограничение выходного напряжения вследствие нелинейности усилителя при больших сигналах. В точке  $a$  на рисунке 5.2, в петлевое усиление принимает значение  $\beta K = 1$ , наступает баланс амплитуд, и амплитуда колебаний становится стационарной.

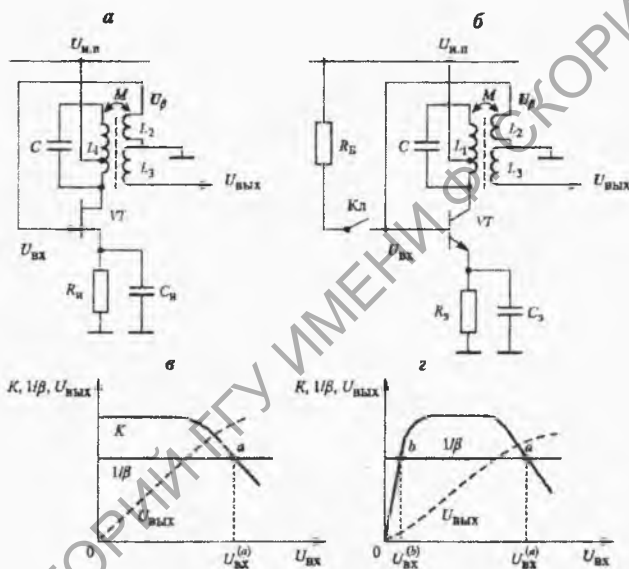


Рисунок 5.2 – Принципиальные схемы  $LC$ -генераторов с мягким (а) и жестким (б) режимом возбуждения и графики, поясняющие мягкий (в) и жесткий (г) режимы работы

Если амплитуда свободных колебаний увеличится настолько, что  $U_{вх}$  превысит  $U_{вх}^{(a)}$ , то произведение  $\beta K$  становится меньше единицы и амплитуда свободных колебаний уменьшается.

Таким образом, благодаря нелинейности амплитудной характеристики усилителя амплитуда колебаний автоматически стабилизируется на

уровне, соответствующем  $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^{(a)}$ , а любые возмущения приводят к процессам, восстанавливающим это равенство.

Характерная особенность рассмотренного режима работы состоит в том, что условие самовозбуждения  $\beta K \geq 1$  выполняется для любых сколь угодно малых начальных значений амплитуды колебаний в системе. Это значит, что колебания могут возникнуть от любых флуктуационных возмущений. Такой режим генерации называют *мягким*.

В схеме генератора с жестким режимом возбуждения (рисунок 5.2, б) при включении напряжения питания генерация не возникает, так как транзистор  $VT$  находится в состоянии отсечки. Для возбуждения колебаний необходимо на вход транзистора подать импульс напряжения  $U_{\text{вх}} > U_{\text{вх}}^{(B)}$ . Например, кратковременное замыкание ключа  $Kл$  вызовет импульс коллекторного тока, который возбудит свободные колебания в резонансном контуре. Дальнейшая работа генератора не отличается от описанной выше работы генератора с мягким режимом возбуждения.

### 5.3 Низкочастотные генераторы синусоидальных сигналов

Автогенераторы с применением резонансного контура хорошо работают на высоких частотах. Для низких частот трудно создать колебательный контур с высокой добротностью и приемлемыми габаритами. Поэтому реальные  $LC$ -автогенераторы имеют минимальную частоту генерации порядка десятков килогерц. Генерирование более низкочастотных сигналов осуществляется с помощью генераторов на биениях или генераторов с  $RC$ -фильтрами в цепи обратной связи.

В генераторах на биениях (рисунок 5.3) заданная частота представляет собой разностную частоту двух высокочастотных колебаний, создаваемых маломощными  $LC$ -автогенераторами.

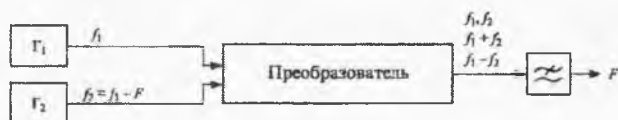


Рисунок 5.3 – Структурная схема низкочастотного генератора синусоидальных сигналов на биениях

Один из них работает на фиксированной частоте  $f_1$ , а  $f_2$  другого может перестраиваться в небольших пределах (от  $f_1$  до  $f_1 - F_{\max}$ , где  $F_{\max}$  – максимальная частота выходного низкочастотного сигнала). На выходе преобразователя с помощью фильтра нижних частот выделяется сигнал низкой частоты  $F = f_1 - f_2$ . Частоты  $f_1$  и  $f_2$  могут быть существенно большими, чем  $F$ , поэтому относительно небольшое изменение частоты  $f_2$  изменяет частоту  $F$  в широких пределах. Благодаря этому в низкочастотных генераторах на биениях легко получить широкий диапазон перестройки без коммутации элементов колебательных контуров высокочастотных генераторов. Форма выходного низкочастотного напряжения близка к гармонической. Основной недостаток таких генераторов – невысокая стабильность частоты  $F$ .

Значительно более простые и удобные  $RC$ -генераторы низкочастотных гармонических колебаний.

На низких и средних частотах хорошим источником синусоидальных колебаний с малым уровнем искажений может служить генератор по схеме моста Вина (рисунок 5.4).

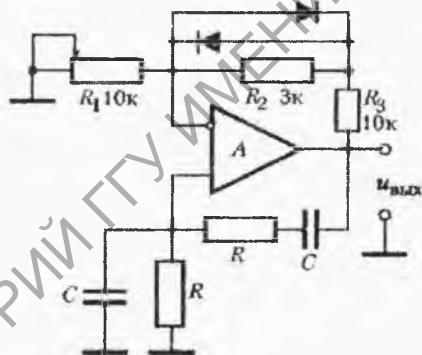


Рисунок 5.4 – Схема генератора синусоидального напряжения с мостом Вина

Для одинаковых значений  $R$  и  $C$  частота колебаний равна:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Коэффициент усиления напряжения на неинвертирующем входе ОУ должен быть равен  $+3$ , так как полосовой фильтр в цепи положительной

обратной связи на центральной частоте имеет коэффициент передачи равный  $1/3$  (см. рисунок 2.7). При меньшем усилении колебания затухают, при большем – выходной сигнал будет достигать насыщения. Искажение синусоиды мало, пока амплитуда колебаний не выходит за пределы линейного участка амплитудной характеристики усилителя. В схеме на рисунке 5.4 в качестве элемента обратной связи с переменным сопротивлением используется пара диодов. При изменении уровня выходного напряжения их сопротивление изменяется и поддерживает коэффициент усиления на уровне, соответствующем условию баланса амплитуд. Сопротивление  $R_2$  предотвращает разрыв цепи отрицательной обратной связи при переходе выходного напряжения через ноль.

## 5.4 Релаксационные генераторы

Если пассивные электрические цепи генератора не обладают колебательными свойствами, то в течение периода генерируемых им колебаний значительная часть всей колебательной энергии теряется и пополняется вновь. Период колебаний при этом определяется не собственной частотой колебательной системы генератора (такой системы может и не быть), а временем релаксации или временем установления равновесия в цепи. Форма колебаний релаксационных генераторов весьма разнообразна: от скачкообразных до близких к гармоническим.

В качестве примера релаксационного генератора скачкообразных колебаний рассмотрим мультивибратор (рисунок 5.5).

Операционный усилитель периодически переключается из состояния насыщения с положительным выходным напряжением в состояние насыщения с отрицательным выходным напряжением. Период колебаний зависит от постоянной времени интегрирующей  $RC$ -цепочки в контуре отрицательной обратной связи.

Существует много схем релаксационных генераторов как простых, так и с кварцевой стабилизацией частоты генерируемых сигналов. Выпускаются также микросхемы генераторов.

Наряду с автогенерирующими широко распространены ждущие мультивибраторы: бистабильные (с двумя устойчивыми состояниями) и моностабильные (с одним устойчивым состоянием).

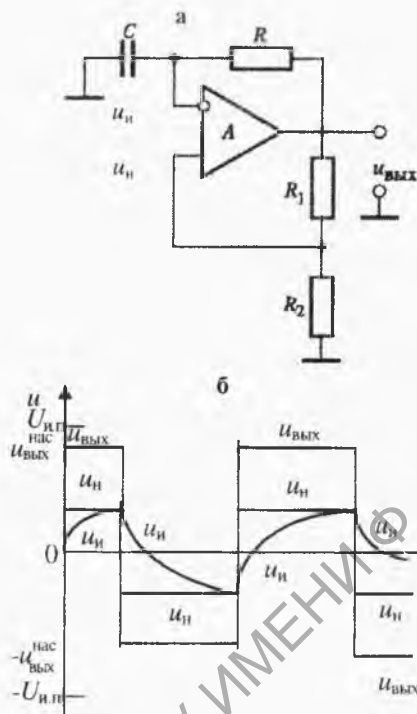


Рисунок 5.5 – Принципиальная схема мультивибратора на ОУ (а) и временная диаграмма его работы (б)

## Контрольные задания и вопросы

- 1 Сформулируйте условия автогенерации.
- 2 За счет какого свойства схем на рисунке 5.2 происходит стабилизация амплитуды генерируемого напряжения?
- 3 При каком значении сопротивления подстраиваемого резистора  $R_1$  на рисунке 5.4 выходное напряжение будет иметь синусоидальную форму?
- 4 Поясните временную диаграмму работы мультивибратора на ОУ (рисунок 5.5).



## 6 Формирование и преобразование сигналов

Явления, с которыми приходится иметь дело в радиоэлектронике, описываются математическими уравнениями трех видов:

- 1) линейными уравнениями с постоянными коэффициентами,
- 2) линейными уравнениями с переменными коэффициентами,
- 3) нелинейными уравнениями.

Основные сведения о линейных уравнениях с постоянными коэффициентами приведены в разделе 1.2.1.

Линейные уравнения с переменными коэффициентами характеризуются тем, что коэффициенты уравнения *зависят от аргумента  $t$* , т. е. являются заданными функциями времени. С физической точки зрения уравнения с переменными коэффициентами описывают поведение систем, *параметры* которых изменяются во времени. Такие системы и происходящие в них явления называют параметрическими.

Нелинейные уравнения отличаются тем, что их *коэффициенты зависят от функции* или ее производных.

С физической и технической стороны к нелинейным и параметрическим явлениям относятся важнейшие для радиоэлектроники явления и процессы: генерирование электрических колебаний, умножение и деление частоты, выпрямление и детектирование, модуляция и преобразование частоты.

### 6.1 Умножение частоты

При необходимости получения сигналов со строго кратными частотами и одинаковой начальной фазой осуществляют умножение частоты. Предназначенное для этого устройство представляет собой резонансный усилитель класса  $C$  (рисунок 6.1), на вход которого подается синусоидальное напряжение частоты  $\omega_1$ , а на выходе получается синусоидальное напряжение  $n$ -кратной частоты  $n\omega_1$ . Входное напряжение  $u_{вх} = U_{вх} \sin \omega_1 t$ , амплитуда которого превышает уровень открывания транзистора  $VT$  ( $U_{вх} > 1 В$ ), создает импульсы коллекторного тока  $i_k$ . Эти импульсы возбуждают и поддерживают незатухающие свободные колебания в резонансном контуре ( $L_1 C_1$ ), настроенном на резонансную частоту  $n\omega_1$ . При достаточно высокой добротности резонансного контура выходное напряжение имеет хорошую синусоидальную форму:

$$u_{вых} = U_{вых} \sin(n\omega_1 t) \quad (6.1)$$

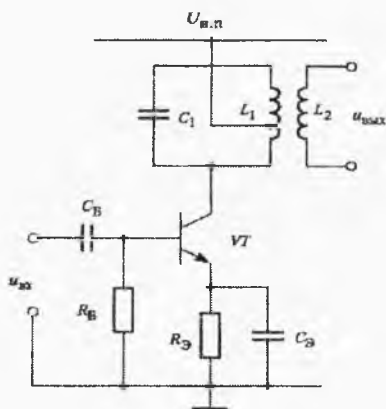


Рисунок 6.1 – Схема умножителя частоты

Таким методом обычно получают коэффициент умножения частоты  $n \leq 4$ . Умножение частоты является примером нелинейного преобразования сигналов.

С точки зрения частотного метода здесь происходит следующее. В нелинейном усилителе класса С входное синусоидальное напряжение частоты  $\omega_1$  вызывает импульсы тока, содержащие гармоники ( $2\omega_1, 3\omega_1, 4\omega_1, \dots$ ). Резонансный контур  $L_1 C_1$ , настроенный на частоту нужной гармоники (например,  $3\omega_1$ ), выделяет напряжение этой гармоники, т. е. вырабатывает синусоидальное напряжение частоты  $3\omega_1$ .

## 6.2 Параметрические преобразования сигналов

Параметрическими называют линейные уравнения, в которых коэффициенты не зависят от переменной, но могут изменяться во времени.

Аналогично можно определить параметрические преобразователи сигналов как линейные цепи с изменяющимися коэффициентами передачи. Если построить линейный усилитель напряжения  $u_c$  с возможностью изменять его коэффициент усиления другим управляющим напряжением  $u_v$ , то это и будет параметрический преобразователь сигнала  $u_c$ .

Рассмотрим дифференциальный усилительный каскад (рисунок 6.2, а). По отношению к напряжению  $u_c$  – это неинвертирующий усилитель. Если амплитуда напряжения  $u_c$  мала (в приборах с  $p$ - $n$ -переходом ма-

лым считается напряжение амплитуда которого  $U \ll \varphi_T / 3$ , то его дифференциальная компонента усиливается линейно (4.38):

$$u_{\text{вых}} = ZS \frac{u_c}{2} \quad (6.2)$$

Крутизна передаточной вольт-амперной характеристики каждого из пары транзисторов VT1 и VT2 равна:

$$S = \frac{I_0 + i(u_y)}{2\varphi_T} = \frac{U_{\text{см}} + u_y}{2R_3\varphi_T} = S_0 + S(u_y); U_{\text{см}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{н.п.}} \quad (6.3)$$

Зависимость  $S(u_y)$  – линейна, если коллекторный ток не превышает 1мА.

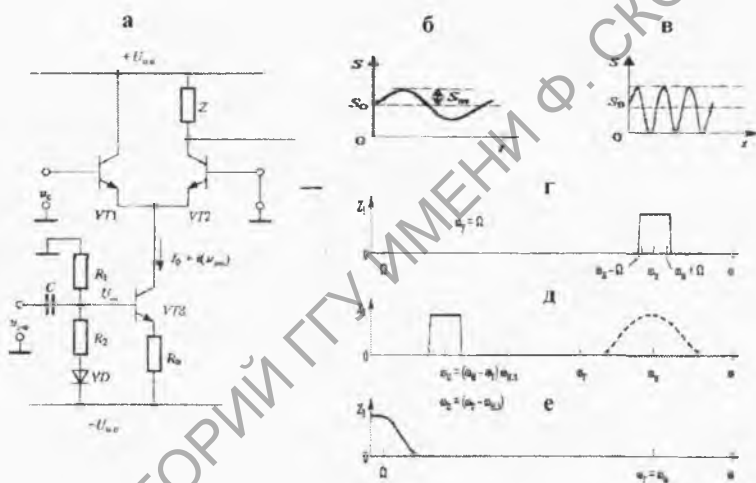


Рисунок 6.2 – Дифференциальный усилительный каскад (а), линейный для малого входного напряжения  $u_c$ ; коэффициент усиления каскада линейно зависит от управляющего напряжения  $u_{\text{упр}}$ ; общий вид  $S(t)$  для случаев управления синусоидальным информационным сигналом (б) и напряжением несущей частоты (в); режимы амплитудной модуляции (г), преобразования частоты (д) и синхронного детектирования (е)

Естественно, что для управления крутизной передаточной вольт-амперной характеристики амплитуда напряжения  $u_y$  должна быть большой ( $U_y \gg \varphi_T$ ).

Рассмотрим простой случай:

$$u_y = U_y \cos \omega_y t, u_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi). \quad (6.4)$$

Тогда согласно (6.3) и (6.4):

$$S = \frac{U_{см}}{2R_3 \varphi_T} + \frac{U_y}{2R_3 \varphi_T} \cos \omega_y t = S_0 + S_m \cos \omega_y t. \quad (6.5)$$

Выходное напряжение согласно формулам (6.2), (6.4) и (6.5):

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= Z(S_0 + S_m \cos \omega_y t) U_c \cos(\omega_c t + \varphi) = \\ &= ZS_0 U_c \cos(\omega_c t + \varphi) + ZS_m U_c \cos \omega_y t \cos(\omega_c t + \varphi) = \\ &= ZS_0 U_c \cos(\omega_c t + \varphi) + \frac{1}{2} ZS_m U_c \cos[(\omega_c - \omega_y)t + \varphi] + \\ &+ \frac{1}{2} ZS_m U_c \cos[(\omega_c + \omega_y)t + \varphi]. \end{aligned} \quad (6.6)$$

Физическая картина преобразования (6.6) зависит от соотношения частот  $\omega_c$  и  $\omega_y$  и частотной характеристики сопротивления коллекторной нагрузки  $Z$  транзистора VT2.

**Амплитудная модуляция (АМ).** Возьмем модулирующее низкочастотное напряжение:

$$u_y = u_m = U_m \cos \Omega t \quad (6.7)$$

и напряжение несущей частоты:

$$u_c = u_n = U_n \cos(\omega_n t + \varphi), \quad (6.8)$$

причем  $\Omega \ll \omega_n$ .

Импеданс  $Z = Z_1$  имеет частотную характеристику с максимумом на несущей частоте  $\omega_n$  и полосой пропускания, охватывающей нижнюю ( $\omega_n - \Omega$ ) и верхнюю ( $\omega_n + \Omega$ ) боковые частоты (рисунок 6.2, г). В этом случае выходное напряжение содержит все спектральные составляющие, имеющиеся в выражении (6.6), и может быть переписано в виде:

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{2} ZS_0 U_n (1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_n t + \varphi), \quad (6.9)$$

где  $Z, S_0, U_n$  – постоянные величины,  $m = S_m/S_0$ .

Согласно выражению (6.9) огибающая амплитуды напряжения несущей частоты имеет форму модулирующего напряжения (рисунок 6.3, в). Такой вид сигнала называют амплитудно-модулированным радиосигналом. Благодаря высокой частоте несущей он легко излучается в виде радиоволны. Заметим, что рассмотренный выше вариант амплитудной модуляции получается, когда управление крутизной  $S$  осуществляется информационным сигналом, а  $u_c$  – напряжение несущей частоты. Однако по техническим причинам целесообразнее в качестве  $u_c$  использовать напряжение несущей, а информационный сигнал подавать на малосигнальный вход преобразователя. Тогда  $S$  изменяется как на рисунке 6.2, в, а процесс амплитудной модуляции сводится к стробированию усиленного информационного сигнала с частотой несущей. Формулы и графики выходных сигналов при этом остаются те же, что и в рассмотренном варианте.

Особый вид амплитудной модуляции получается, когда в модулированном сигнале отсутствует напряжение несущей частоты, т. е. первое слагаемое в (6.6) равно нулю. Тогда для модулирующего напряжения  $u_m$  произвольной формы выражение (6.6) можно переписать в виде:

$$u_{\text{БМ}} = u_m k \cos[(\omega_{\text{н}} \pm \Omega)t + \varphi], \quad (6.10)$$

где  $k = ZS_m$  – амплитуда коэффициента усиления преобразователя;  $\Omega$  – частота верхней гармоники спектра модулирующего напряжения;  $(\omega_{\text{н}} \pm \Omega)$  означает, что в выходном сигнале несущая частота  $\omega_{\text{н}}$  изменяется в пределах  $\pm \Omega$ . Так как  $\Omega \ll \omega_{\text{н}}$  в дальнейшем, в некоторых случаях, эти флуктуации частоты не будем учитывать.

Такой вид модуляции называется *амплитудной модуляцией с подавлением несущей* или *балансной модуляцией (БМ)*. Преобразование (6.6) в (6.10) выполнено в соответствии со схемой включения дифференциального усилителя для осуществления балансной модуляции (рисунок 6.4).

Дифференциальная компонента модулирующего напряжения:

$$u_m = \frac{1}{2} U_m \cos \omega_m t$$

усиливается усилителем, коэффициент усиления  $K$  которого управляется напряжением несущей:

$$K = ZS_m \cos(\omega_{\text{н}} t + \varphi).$$

Параметры элементов схемы (рисунок 6.4) и амплитуда напряжения

несущей выбираются такими, что при  $\cos(\omega_n t + \varphi) = -1$   $K_{\min} = 0$ , а при  $\cos(\omega_n t + \varphi) = 1$   $K_{\max} = ZS_m$  (рисунок 6.2, в).

Обмотка связи ( $L_2, L_3$ ) колебательного контура включена между коллекторами транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  с подключением к отводу средней точки напряжения питания  $+U_{н.п.}$ . Поэтому, если положительная волна модулирующего напряжения будет возбуждать в резонансном контуре напряжение  $U \cos(\omega t + \varphi)$ , то отрицательная его волна будет возбуждать  $-U \cos(\omega t + \varphi)$ . Это значит, что в фазе балансно-модулированного сигнала содержится информация о знаке модулирующего напряжения. Огибающая амплитуды несущей БМ-сигнала повторяет форму напряжения модулирующего сигнала (рисунок 6.3, г, д).

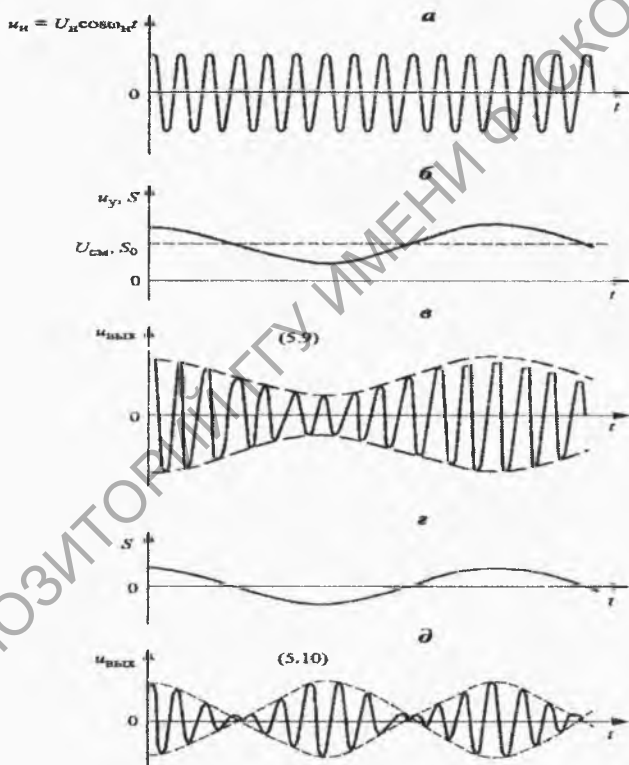


Рисунок 6.3 – Графическая иллюстрация процессов амплитудной и балансной модуляции

Применяется БМ преимущественно в промышленных и исследовательских радиоэлектронных системах обработки информации. Осуществить БМ проще всего с помощью четырехквadrантного перемножителя, например K525ПC3 или K5251IC2.

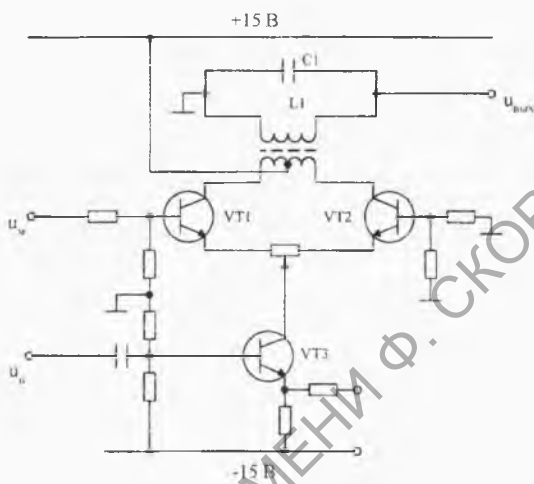


Рисунок 6.4 – Принципиальная схема балансного модулятора

БМ-сигнал можно получить непосредственно на выходе измерительного преобразователя. На рисунке 6.5 приведена мостовая схема тензометрического преобразователя. В случае питания моста постоянным напряжением (рисунок 6.5, б) выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  (рисунок 6.5, е) является аналогом приложенной к преобразователю силы  $F$  (рисунок 6.5, г). Если мост питать синусоидальным напряжением (рисунок 6.5, в, д), то выходное напряжение является БМ-сигналом (рисунок 6.5, ж); модуль амплитуды напряжения несет информацию об абсолютном значении действующей силы  $F$ , а сдвиг фазы БМ-сигнала относительно фазы напряжения питания моста – о направлении силы  $F$ .

Преимущество БМ-сигнала (рисунок 6.5, ж) по сравнению с простым аналоговым сигналом (рисунок 6.5, е) в том, что по одной линии можно одновременно передавать БМ-сигналы от нескольких преобразователей на разных несущих частотах, а для каждого аналогового сигнала нужна отдельная линия. Второе преимущество – высокая помехозащищенность БМ-сигналов при их демодуляции синхронным детектором.

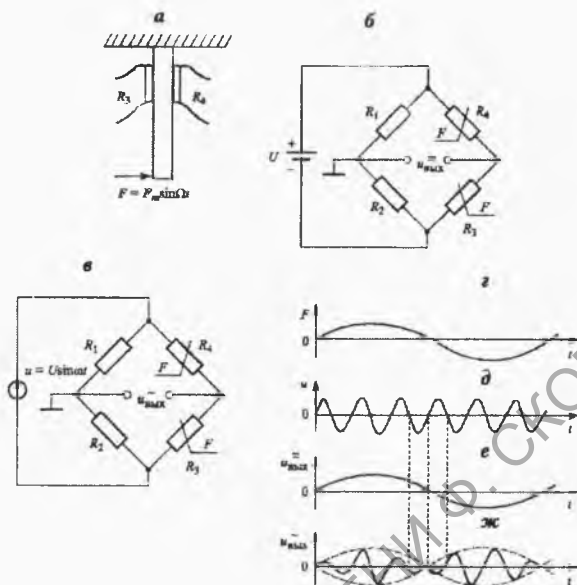


Рисунок 6.5 – Мостовая тензометрическая схема

**Преобразование частоты.** В этом случае генератор напряжения, управляющего коэффициентом усиления усилителя, называют гетеродином. Нагрузочный импеданс  $Z = Z_2$  имеет частотную характеристику с центральной частотой  $\omega_{\Pi} = \omega_{\text{н}} - \omega_{\text{г}}$  и полосой пропускания  $\omega_{\Pi} \pm \Omega$ , где  $\Omega$  – частота высшей гармоники спектра модулирующего информационного сигнала (рисунок 6.2, д). Из выражения (6.6) выделяется напряжение промежуточной частоты  $\omega_{\Pi} = \omega_{\text{н}} - \omega_{\text{г}}$ :

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{2} Z S_m U_{\text{н}} \cos[(\omega_{\text{н}} - \omega_{\text{г}})t + \varphi]. \quad (6.11)$$

Остальные составляющие выражения (6.6) в выходном напряжении отсутствуют ( $Z = 0$ ). Из формулы (6.11) видно, что при преобразовании частоты амплитуда сигнала передается линейно, если  $Z$  и  $S_m$  неизменны.

Формула (6.11) дает одинаковый результат для  $\omega_{\Pi} = \omega_{\text{н}} - \omega_{\text{г}}$  и  $\omega_{\Pi} = \omega_{\text{г}} - \omega_{\text{нз}}$ . Поэтому в тракт (усилитель) промежуточной частоты одновременно поступают сигналы основного ( $\omega_{\text{н}}$ ) и зеркального ( $\omega_{\text{нз}}$ )



каналов (рисунок 6.2, д). На практике сигнал основного канала предварительно выделяется перестраиваемым полосовым фильтром невысокой избирательности (примерная частотная характеристика показана пунктиром на рисунке 6.2, д), а сигнал зеркального канала ослабляется тем же фильтром.

Преобразование частоты применяется в радиовещательных и телевизионных приемниках. В приемнике имеется высококачественный активный полосовой фильтр с почти идеальной прямоугольной частотной характеристикой, полосой пропускания  $\omega_n \pm \Omega$  и большим коэффициентом усиления (усилитель промежуточной частоты). Промежуточная частота постоянна. Настройка на сигнал нужной передающей станции осуществляется установкой частоты  $\omega_1$  и резонансной частоты входного фильтра невысокой добротности одной ручкой управления. Гетеродинный метод широко применяется также в измерительной технике.

### 6.3 Модуляция

В разделе 6.2 в качестве примера параметрического преобразования сигналов рассмотрена амплитудная модуляция. Вообще модуляцией называется изменение во времени по заданному закону каких-либо параметров, характеризующих периодические колебания несущей частоты, причем за период колебания это изменение мало. Например, изменяемыми параметрами могут быть амплитуда, частота или фаза синусоидальных колебаний. Соответствующие им виды модуляции называют амплитудной, частотной или фазовой. В случае оптического излучения могут быть промодулированы интенсивность, частота, фаза или поляризация световых колебаний.

Модуляция осуществляет перенос спектра видеосигнала в область радио- или оптических частот, благодаря чему он может быть передан на расстояние посредством излучения.

В электронных измерительных системах информационные сигналы нередко изменяются очень медленно, а несущая частота может быть достаточно низкой (десятки герц). При этом радиосигналы передаются по проводам. Цель модуляции – перенос спектра информационного сигнала из области инфранизких частот, где очень трудно зашуметься от шумов, в низкочастотную область, где с помощью узкополосной фильтрации сравнительно легко вести борьбу с шумами. Кроме того, по одной проводной паре можно одновременно передавать несколько информационных сигналов на различных несущих частотах.

Модулирующий сигнал должен мало изменяться за период модулируемых колебаний, иначе впоследствии его нельзя будет восстановить без значительных искажений.

При *амплитудной модуляции* (АМ) высокочастотного несущего сигнала  $u_n = U_n \cos(\omega_n t + \varphi)$  низкочастотным сигналом  $u_m = U_m \cos \Omega t$  (рисунок 6.3, б) модулированное колебание согласно (6.9) имеет вид (рисунок 6.3, в):

$$u_{AM} = U(1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (6.12)$$

Коэффициент  $m$  характеризует степень изменения амплитуды высокочастотного (модулированного) колебания и называется глубиной модуляции. Максимальное и минимальное значения амплитуды модулированного колебания равны соответственно:

$$\left. \begin{aligned} U_{\max} &= U(1 + m) \\ U_{\min} &= U(1 - m) \end{aligned} \right\} \quad (6.13)$$

Отсюда получаем формулу для вычисления  $m$ :

$$m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}. \quad (6.14)$$

Спектральный состав АМ-сигнала рассмотрен в разделе 6.2. Так как АМ-сигнал имеет полосу частот  $\omega \pm \Omega_B$  ( $\Omega_B$  – верхняя граничная частота спектра модулирующего сигнала), то радиостанции, работающие по принципу амплитудной модуляции несущей, занимают в эфире полосу  $\Delta\omega = 2\Omega_B$ . Поэтому соседние по частоте радиостанции во избежание взаимных помех должны иметь несущие частоты, различающиеся не менее чем на сумму их боковых.

При *частотной модуляции* (ЧМ) косинусоидальным сигналом несущая частота  $\omega_0$  изменяется по закону:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t, \quad (6.15)$$

где  $\Delta\omega$  – девиация частоты.

Полоса частот, занимаемая таким колебанием, зависит от индекса частотной модуляции:

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\Omega}. \quad (6.16)$$

Если  $\beta \ll 1$ , то спектр частотно-модулированного сигнала такой же, как и при амплитудной модуляции. При больших индексах модуляции ( $\beta > 3$ ) спектр существенно расширяется. С приемлемой для практических целей точностью считается, что полоса, занимаемая частотно-модулированным сигналом, равна:

$$2\Delta\omega + 2\Omega_{\text{в}} \quad (6.17)$$

При *фазовой модуляции* (ФМ) гармоническим сигналом результирующее колебание имеет вид:

$$u = U \cos(\omega t + \Delta\phi \cos \Omega t). \quad (6.18)$$

Форма и спектр колебания – как при частотной модуляции. Однако при негармоническом модулирующем сигнале их различия существенны.

В современных радиоэлектронных системах применяются и другие виды модуляции. Например, амплитудно-импульсная модуляция (АИМ) – модуляция импульсов по амплитуде; широтно-импульсная модуляция (ШИМ) – модуляция импульсов по длительности; частотно-импульсная модуляция (ЧИМ) – модуляция импульсов по частоте; кодово-импульсная модуляция (КИМ) – преобразует выборки напряжения в кодированное сообщение. Однако все перечисленные виды модуляции по существу являются разновидностями амплитудной либо частотной.

На рисунке 6.6, а приведена схема осуществления частотной модуляции путем включения варикапа в контур задающего генератора несущей частоты. Модулирующее напряжение  $u_{\text{м}}$  подается в цепь варикапа и управляет его емкостью (см. рисунок 3.5). Емкости конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  достаточно велики, чтобы их сопротивлением на частоте несущей можно было пренебречь. Нелинейность вольт-фарадной характеристики варикапа ограничивает возможности получения большой девиации частоты  $\Delta\omega$ .

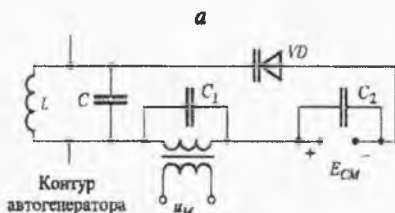


Рисунок 6.6 – Схема частотного модулятора с варикапом

## 6.4 Демодуляция

Выделение модулирующего сигнала из модулированного высокочастотного колебания называется детектированием, или демодуляцией.

Устройства, осуществляющие детектирование, применяются и в тех случаях, когда высокочастотные колебания не являются модулированными, поэтому в более широком смысле под детектированием понимают регистрацию и измерение параметров электромагнитных колебаний и частиц (протонов, нейтронов, альфа-частиц, электронов и др.).

Для детектирования амплитудно-модулированных колебаний широко применяется *диодный детектор* (рисунок 6.7). В последнем напряжение входного радиосигнала выпрямляется диодом  $VD$  и затем фильтруется  $RC$ -цепью, в результате чего выходное напряжение воспроизводит огибающую амплитуды напряжения радиосигнала, т. е. восстанавливает сигнал, которым была осуществлена амплитудная модуляция.

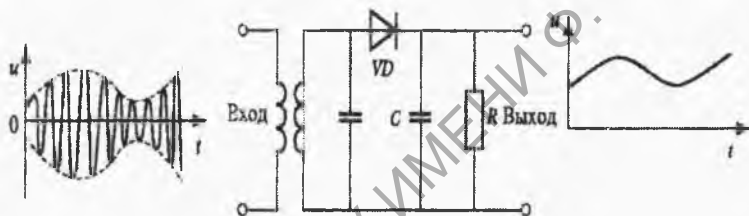


Рисунок 6.7 – Диодный детектор амплитудно-модулированного сигнала

Постоянная времени  $\tau = RC$  фильтра нижних частот должна удовлетворять условию:

$$\frac{1}{\omega_n} \ll \tau \ll \frac{1}{\Omega_n}, \quad (6.19)$$

где  $\omega_n$  – несущая частота;  $\Omega_n$  – верхняя граничная частота спектра модулирующего сигнала.

Чем сильнее обе части неравенства (6.19), тем точнее воспроизводится модулирующий сигнал. Нужно заметить, что левая часть неравенства (6.19) связана с пульсациями (на несущей частоте) выходного напряжения детектора, а правая – с частотными характеристиками восстановленного информационного сигнала.

Следует иметь в виду, что рассмотренный детектор можно применять только при условии, когда минимальная амплитуда напряжения входного радиосигнала превышает падение напряжения на открытом диоде ( $\sim 0,6$  В для кремниевых и  $\sim 0,3$  В для германиевых диодов).

Детектирование слабых амплитудно-модулированных, как и балансно-модулированных сигналов осуществляется только с помощью синхронных детекторов.

**Синхронный детектор** работает на принципе перемножения напряжения БМ-сигнала (6.10) с синусоидальным напряжением  $u_{оп}$ , синхронным и синфазным ( $\varphi = 0$ ) с напряжением несущей:

$$u_{вых} = u_m k \sin[(\omega_n \pm \Omega)t + \varphi] U_{оп} \sin \omega_{оп} t. \quad (6.20)$$

Преобразующее действие формулы (6.20) проиллюстрировано графиками на рисунке 6.8. Здесь учтено, что  $(\omega_n \pm \Omega) \approx \omega_{оп}$  и  $\varphi = 0$ . При положительном значении модулирующего напряжения  $u_m$  произведение синусов положительное, а при отрицательном — отрицательное (рисунок 6.8, в). Из сигнала (рисунок 6.8, в) ФНЧ выделяет огибающую, представляющую восстановленный модулирующий сигнал (рисунок 6.8, г). Для аналитического описания последнего преобразования заменим произведение синусов (6.20) полуразностью косинусов и пропустим полученную функцию через фильтр нижних частот (ФНЧ), прозрачный для спектра восстанавливаемого модулирующего сигнала:

$$u_{вых} = \frac{1}{2} k u_m \left\{ \begin{array}{l} \sin[(\omega_n \pm \Omega - \omega_{оп})t + \varphi] - \\ - \sin[(\omega_n \pm \Omega + \omega_{оп})t + \varphi] \end{array} \right\} \Bigg|_{\substack{\omega_n \pm \Omega = \omega_{оп} \\ \text{ФНЧ}}} = \frac{1}{2} k u_m \sin \varphi \quad (6.21)$$

Зависимость выходного напряжения синхронного детектора ( $u_{вых}$ ) от разности фаз  $\varphi$  между опорным и несущим синусоидальными напряжениями дает возможность использовать его также в качестве фазового детектора.

Для детектируемого БМ-сигнала, несущего полезную информацию всегда обеспечивают  $\varphi = 0$ . Этому условию не удовлетворяют шумовые сигналы, поэтому преобразование «балансная модуляция»–«синхронное детектирование» обеспечивает высокое отношение С/Ш в канале передачи информации.

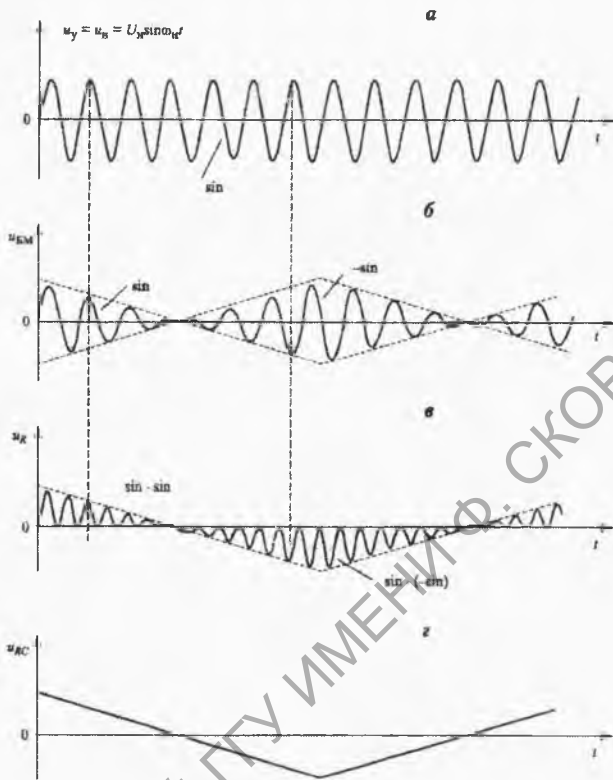


Рисунок 6.8 — Графическая иллюстрация работы синхронного детектора

В отношении информационного сигнала, которым осуществлена амплитудная модуляция несущей, детектирование является линейным преобразованием, несмотря на то, что в нем имеет место выпрямление — процесс сугубо нелинейный. В некоторых случаях применяют квадратичные детекторы, которые вырабатывают выходное напряжение, пропорциональное квадрату амплитуды входного радиосигнала.

**Детектирование частотно-модулированных колебаний** производится в два этапа: сначала они преобразуются в АМ-колебания, а затем детектируются амплитудным детектором. При этом все изменения амплитуды ЧМ-сигнала детектируются наряду с полезным сигналом. Поэтому перед детектором ЧМ-колебаний ставят амплитудный ограничитель.

В наиболее простом случае преобразование ЧМ в АМ осуществляется колебательным контуром, расстроенным относительно несущей частоты ЧМ-колебаний ( $\omega_n$ ) таким образом, что  $\omega_0$  соответствует наиболее крутому участку ската резонансной кривой (рисунок 6.9).

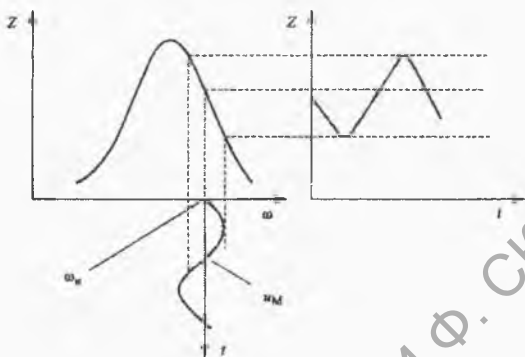


Рисунок 6.9 – Преобразование частотной модуляции в амплитудную

### Контрольные задания и вопросы

- 1 Укажите на рисунке 6.2 элементы схемы источника тока.
- 2 С помощью каких детекторов можно демодулировать АМ-сигналы?
- 3 С помощью каких детекторов можно демодулировать БМ-сигналы?
- 4 Дайте определения основных видов модуляции.
- 5 Из каких функциональных частей состоит детектор ЧМ-колебаний?

## 7 Элементы цифровых систем

### 7.1 Цифровая электроника и булева алгебра

Цифровая электроника оперирует электрическими эквивалентами цифр. При этом числа чаще всего представляются в двоичной системе, в которой существуют только два знака: единица и нуль, им соответствуют сигналы «логическая единица» и «логический нуль», которые для краткости будем обозначать просто 1 и 0.

В 19 в. ирландским математиком Булем с целью перевода логических доказательств на язык математики были разработаны основы алгебры логики, названной впоследствии булевой алгеброй.

Основное понятие булевой алгебры – переключательная (булева) функция. Ее аргументы (переменные) и она сама могут принимать только два значения: 0 и 1. Оказалось, что с помощью булевых функций можно описать действие целого класса схем цифровой электроники, а также правила функционирования сочетаний этих схем. Такого рода схемы называются комбинационными, так как сигнал на их выходе (1 или 0) определяется комбинацией сигналов (единиц и нулей) на их входах.

В булевой алгебре доказана теорема: *функция любого количества переменных может быть получена методом суперпозиции из функций двух переменных.* Метод суперпозиции заключается в подстановке на место переменных других булевых функций и (или) перенумерации переменных, т. е. в их перестановке. Теорема и пояснение сущности метода суперпозиции позволяют ограничиться рассмотрением булевых функций только двух переменных и строить многовыходовые комбинационные схемы только из двухвыходовых схем. При этом необходимо, чтобы выходы одних схем можно было подключить к входам других.

Набор функций двух переменных, из которого методом суперпозиции можно получить любые булевы функции, называется *функционально полным набором.*

Набор исходных схем или логических элементов, реально используемых в цифровой электронике, описывается избыточно полным функциональным набором булевых функций. Избыточность набора позволяет получить несколько вариантов одинаково функционирующих схем и выбрать из них те, которые наиболее подходят для решения конкретных задач.

Примеры электрических схем, реализующих наиболее употребительные в цифровой электронике булевы функции, приведены на рисунке 7.1.



Эти схемы, к сожалению, не удовлетворяют требованию возможности включения выходов одних на входы других, но они наглядны.

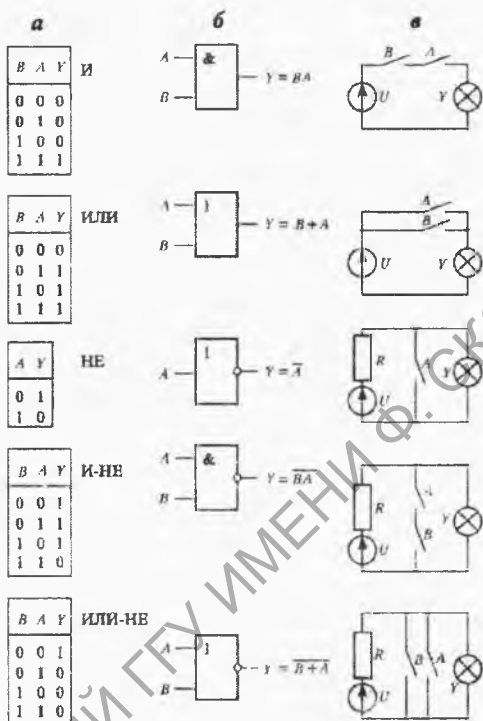


Рисунок 7.1 – Таблицы истинности (а): обозначения с записью правил функционирования в виде операций булевой алгебры (б) и примеры реализации основных логических элементов (в). Разомкнутый контакт соответствует 0, замкнутый – 1: напряжение на лампочке равно нулю –  $Y = 0$ , лампочка под напряжением –  $Y = 1$

Основные правила и теоремы булевой алгебры приведены в таблице 7.1. Убедиться в их справедливости нетрудно методом подстановки в правую и левую части уравнений всех возможных комбинаций переменных и проверкой выполнения равенства для каждой из них. Заметим, что проделать это совсем не трудно, так как в случае двух переменных таких комбинаций всего четыре, а в случае трех переменных – восемь.

Многие законы, например ассоциативности, дистрибутивности и другие, можно обобщить на случай большего количества переменных. В большинстве систем цифровой электроники в качестве хорошо различимых состояний принимаются два уровня напряжения: высокий – В и низкий – Н. Такие элементы называют потенциальными. Все потенциальные элементы могут рассматриваться в двух версиях: «положительная логика» – когда за «1» принят высокий уровень сигнала, а за «0» – низкий и «отрицательная логика» – «1» представляется низким уровнем, а «0» – высоким.

Пользуясь соотношениями таблицы 7.1, можно преобразовывать и упрощать выражения булевой алгебры, однако при проектировании цифровых схем к такому приему прибегают редко, так как разработаны удобные и эффективные методы преобразования решений булевой алгебры при помощи карт и диаграмм минимизации.

Мы будем придерживаться версии «положительной логики». Паспортное обозначение логического элемента также соответствует функции, реализуемой в «положительной логике».

Таблица 7.1 – Основные правила алгебры логики

Логические	формулы	Название
$0 = 1$	$1 = 0$	
$A + 0 = A$	$A \times 1 = A$	
$A + 1 = 1$	$A \times 0 = 0$	
$A + A = A$	$A \times A = A$	
$A + \bar{A} = 1$	$A \times \bar{A} = 0$	
$\overline{(\bar{A})} = A$		Закон двойного отрицания
$B + A = A + B$	$B \times A = A \times B$	Закон коммутативности
$A + A \times B = A$	$A (A + B) = A$	
$A + \bar{A} \times B = A + B$	$A (\bar{A} + B) = A \times B$	Закон поглощения
$\overline{A + B} = \bar{A} \times \bar{B}$	$\overline{A \times B} = \bar{A} + \bar{B}$	Закон инверсии (де Моргана)
$(A + B) + C =$	$(A \times B) C =$	Закон ассоциативности
$A + (B + C) =$	$A (B \times C) =$	
$A + B + C$	$A \times B \times C$	
$A + B \times C =$	$A (B + C) =$	Закон дистрибутивности
$(A + B) \times (A + C)$	$A B + A C$	

## 7.2 Базовые схемы

Базовые схемы – это схемы элементов, представляющих собой функционально полный набор. Чаще всего – это схемы И–НЕ либо ИЛИ–НЕ, которые обычно называют вентилями.

### 7.2.1 Базовый вентиль ТТЛ

Базовый вентиль логических интегральных микросхем (ИМС) транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) выполняет функцию И–НЕ. Схема базового вентиля (рисунок 7.2, а) состоит из трех функциональных частей: логическая функция реализуется входным многоэмиттерным транзистором  $VT1$ ; на транзисторе  $VT2$  построен фазорасщепляющий каскад, в эмиттерную цепь которого включен транзистор  $VT3$ , улучшающий переходную характеристику каскада; выходной каскад представляет собой инвертор на транзисторе  $VT5$  с активной коллекторной нагрузкой ( $VT4$ ), резистор  $R_5$  ограничивает броски тока во время переключения. При подаче хотя бы на один из входов напряжения низкого уровня транзистор  $VT1$  входит в состояние насыщения, а следовательно, транзисторы  $VT2$  и  $VT5$  – в состояние отсечки; выход  $Y$  через открытый транзистор  $VT4$  получает напряжение высокого уровня. Когда на все входы вентиля подается напряжение высокого уровня, транзистор  $VT1$  работает в инверсном режиме с малым коэффициентом передачи тока.

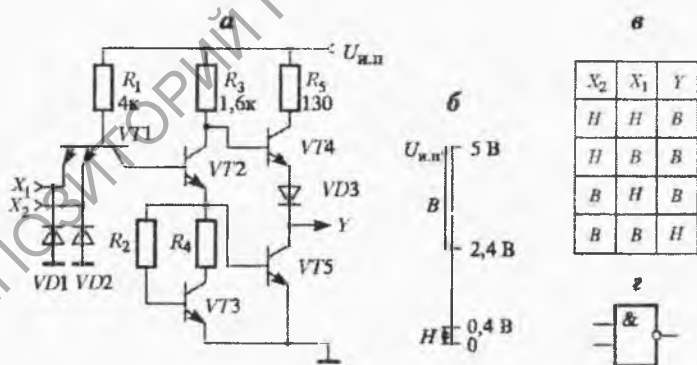


Рисунок 7.2 – Принципиальная схема базового вентиля ТТЛ (а), пределы допустимого значения напряжений низкого (Н) и высокого (В) уровней (б), таблица состояний (в), условное графическое обозначение логического вентиля 2И–НЕ (г);

номинальные сопротивления резисторов указаны для серии К155

Через резистор  $R_1$  осуществляется прямое смещение коллекторного перехода транзистора  $VT1$  и эмиттерных переходов транзисторов  $VT2$  и  $VT5$ . При этом выход  $Y$  через насыщенный транзистор  $VT5$  получает низкий уровень. Напряжение на коллекторе открытого транзистора  $VT2$  может быть порядка 1 В, поэтому для надежного запирания транзистора  $VT4$  в его эмиттерную цепь включен диод  $VD3$ , поднимающий потенциал эмиттера  $VT4$  на 0,7 В. Диоды  $VD1$  и  $VD2$  ограничивают возможные отрицательные выбросы входного напряжения.

## 7.2.2 Вентиль ТТЛ с тремя состояниями

Один из недостатков базовых вентилях ТТЛ (рисунок 7.2) заключается в том, что их нельзя объединить по выходу, поскольку они имеют низкое выходное сопротивление в обоих состояниях. Для того чтобы выполнить объединение по выходу, можно использовать вентиль ТТЛ с тремя состояниями, принципиальная схема которого приведена на рисунке 7.3.

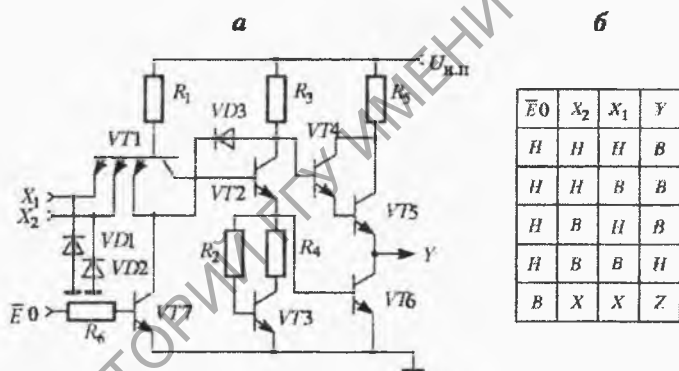


Рисунок 7.3 – Принципиальная схема вентиля ТТЛ с тремя состояниями (а) и таблица его состояний (б); знак  $x$  означает, что от состояния данного входа состояние выхода не зависит

Особенностью схемы является наличие управляющего входа  $EO$ . Высокий уровень напряжения на этом входе удерживает  $VT1$  в состоянии насыщения, благодаря чему будет закрыт  $VT2$ , а следовательно, и  $VT6$ . В то же время управляющий вход через диод  $VD3$  шунтирует коллекторную цепь  $VT2$ , благодаря чему транзистор  $VT5$  выходного каскада также будет закрыт. В этом случае выход находится в третьем состоя-

нии – высокого сопротивления  $Z$  (рисунок 7.3, б). При низком уровне напряжения на управляющем входе ( $\bar{E}O = H$ ) транзистор  $VT7$  закрыт и схема ведет себя как обычный вентиль 2И–НЕ. Заметим, что в выходном каскаде вместо диода  $VD3$  (рисунок 7.2, а) включен транзистор  $VT4$  по схеме Дарлингтона (рисунок 7.3, а).

Выходы двух или более вентилях с тремя состояниями можно соединять, но только при условии, что сигнал разрешения в каждый момент времени подан только лишь на один вентиль.

В рассмотренных вентилях ТТЛ все транзисторы, кроме  $VT4$  на рисунке 7.2, а и  $VT5$  на рисунке 7.3, а, в открытом состоянии входят в режим насыщения. Прямое смещение коллекторного перехода значительно увеличивает заряд не основных носителей в базе, так что при переключении транзистора в состояние отсечки требуется дополнительное время для рассасывания этих носителей. Это важнейший фактор, ограничивающий быстродействие микросхем ТТЛ.

### 7.2.3 Вентиль ТТЛШ

Быстродействие микросхем ТТЛ существенно повышается, если между коллектором и базой транзистора включить диод Шоттки с малым падением напряжения (рисунок 7.4, б). При переключении транзистора в открытое состояние  $p$ - $n$ -переход диода смещается в прямом направлении до того, как это случится с коллекторным  $p$ - $n$ -переходом.



Рисунок 7.4 – Транзистор Шоттки: конструкция (а); принципиальная схема (б); условное обозначение (в)

Таким образом предотвращается переход открытого транзистора в состояние насыщения. На рисунке 7.4, а показано, каким образом такой диод может быть встроен в транзисторную структуру. Анодом диода

Шоттки служит соединению металла с базой транзистора, а катодом  $n$ -полупроводник коллектора. На рисунке 7.4, в показано условное обозначение транзистора Шоттки, а на 7.5 – схема вентиля ТТЛШ (базовая схема серии К531). Он работает аналогично вентилю ТТЛ (рисунок 7.2). Разница в том, что в вентиле ТТЛШ открытые транзисторы не входят в состояние насыщения.

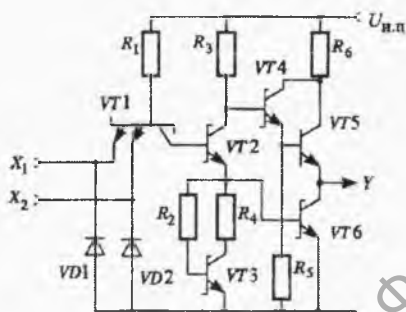


Рисунок 7.5 – Принципиальная схема базового вентиля ТТЛШ (ИМС серии К531)

## 7.2.4 Вентиль ЭСЛ

Основой базового вентиля эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ) служит дифференциальный усилительный каскад (рисунок 7.6), обеспечивающий переключение рабочего тока из одного плеча (VT1, VT2) в другое (VT3) в зависимости от уровней напряжения на входах  $X_1$  и  $X_2$ . При низком напряжении на обоих входах ток  $I_0$  протекает через транзистор VT3, создавая на его коллекторе низкое напряжение, которое через эмиттерный повторитель VT6 передается на выход  $Y_1$ . Если хотя бы на одном входе действует высокий уровень напряжения, ток  $I_0$  переключается в цепь соответствующего транзистора (VT1, VT2 либо VT1 и VT2), на объединенных коллекторах устанавливается низкий уровень напряжения, который через эмиттерный повторитель VT5 передается на выход  $Y_2$ . Сигналы на объединенных коллекторах транзисторов VT1, VT2 и на коллекторе транзистора VT3 противофазны (рисунок 7.6, в). Опорное напряжение на базу транзистора VT3 подается через эмиттерный повторитель (VT4, R6) от делителя напряжения (R7, VD1, VD2, R8).

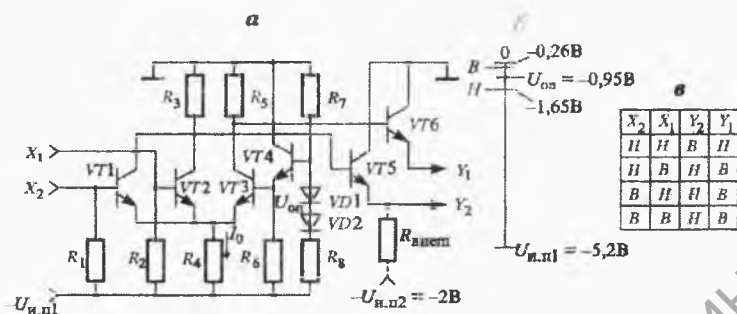


Рисунок 7.6 – Принципиальная схема базового вентиля ЭСЛ ИМС серии K500

Эмиттерные повторители ( $VT5$ ,  $VT6$ ) обеспечивают низкоомный выход вентиля при незначительной нагрузке на дифференциальный усилитель. Резисторы нагрузки ( $R_{\text{внеш}}$  на рисунке 7.6, а) устанавливаются вне корпуса ИМС, что снижает рассеиваемую корпусом микросхемы мощность и позволяет объединять выходы. Резисторы  $R_1$  и  $R_7$  фиксируют низкий уровень входного напряжения (на неподключенном входе H). Два отдельных вывода «земли» обеспечивают ослабление влияния тока нагрузки эмиттерных повторителей на работу дифференциального усилителя.

Рассмотренный базовый вентиль является основной схмотехнической ячейкой ИМС серий K500, K100 и др. Источник опорного напряжения обычно применяют для подачи потенциала  $U_{\text{оп}}$  на несколько базовых вентилях, включенных в один корпус ИМС.

В вентилях ИМС серии K1500 применена более сложная схема, обеспечивающая лучшие параметры.

## 7.2.5 Логические элементы на полевых транзисторах

Существует несколько семейств элементов на полевых транзисторах. Наиболее распространены семейства, построенные на основе  $n$ -МОП-технологии,  $p$ -МОП-технологии и КМОП-технологии.

Логические элементы на  $n$ - и  $p$ -канальных МОП-транзисторах обычно построены по схемам с непосредственной связью. Это означает, что для реализации различных логических функций используется последовательное/параллельное соединение транзисторов, действующих как

переключатели. Например, вентиль ИЛИ–НЕ с двумя входами (рисунок 7.7, а) можно построить путем параллельного соединения двух  $n$ -канальных нормально закрытых (с индуцируемым каналом) МОП-транзисторов, когда на обоих входах действует напряжение низкого уровня ( $U_n = 0..0,5$  В), оба транзистора закрыты, и на их объединенных коллекторах высокий уровень напряжения  $U_b = (0,9...1)\{U_{и.п.}\}$ . Если к затвору хотя бы одного транзистора приложено высокое напряжение  $U_b$ , то он переходит в открытое состояние и через малое сопротивление канала выход соединяется с «землей». Таким образом, схема на рисунке 7.7, а представляет собой вентиль ИЛИ–НЕ.

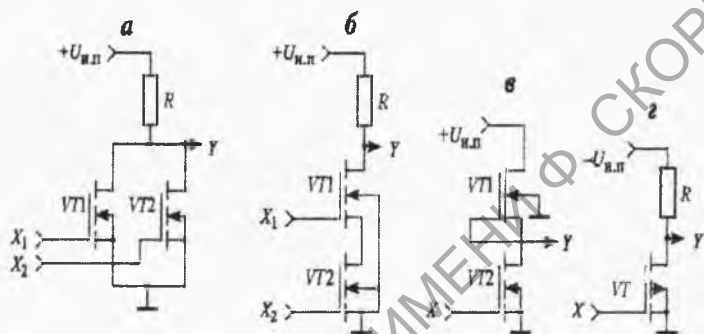


Рисунок 7.7 – Двухвходовые вентиля, построенные на  $n$ -канальных транзисторах с индуцируемым каналом: ИЛИ–НЕ (а); И–НЕ (б);  $n$ -МОП-инвертор с активной коллекторной нагрузкой (в);  $p$ -МОП-инвертор (г)

Если  $n$ -канальные МОП транзисторы с индуцируемым каналом соединить последовательно (рисунок 7.7, б), то получится вентиль И–НЕ. В этом случае на выходе устанавливается низкий потенциал только тогда, когда оба входа имеют высокий потенциал. Если хотя бы один вход имеет низкий потенциал, ток через резистор  $R$  становится практически равным нулю, и на выходе устанавливается высокий потенциал.

Нагрузочный резистор в вентилях на МОП транзисторах обычно заменяют еще одним полевым транзистором, который действует как нелинейное сопротивление. Часто для этой цели применяется полевой транзистор со встроенным каналом ( $VT1$  на рисунке 7.7, в).

Устройство  $p$ -МОП вентилях в основном аналогично  $n$ -МОП схемам, только все напряжения отрицательны (рисунок 7.7, г).



## 7.2.6 Логические элементы на КМОП-структурах

Комплементарная логика – это широко применяющееся семейство со стандартными техническими характеристиками, которые соблюдаются всеми фирмами-изготовителями. В КМОП-схемах (сокращение от: комплементарный, металл, окисел, полупроводник) присутствуют как  $n$ -канальные, так и  $p$ -канальные МОП-транзисторы. Употребляется также термин КМДП (комплементарный, металл, диэлектрик, полупроводник). Все транзисторы в этих схемах – с индуцируемым каналом.

В системе элементов КМОП (рисунок 7.8), также как и в  $n$ -МОП, приняты следующие значения стандартных уровней сигналов: напряжение низкого уровня  $N$  равно  $U_n \approx 0$ ; напряжение высокого уровня  $V$  равно  $U_v \approx U_{н.п}$ . Поэтому транзисторы работают в ключевом режиме: низкий уровень входного напряжения открывает  $p$ -канальные транзисторы, так как во всех схемах их подложки находятся под напряжением  $+U_{н.п}$ , и закрывает  $n$ -канальные; высокий уровень – открывает  $n$ -канальные транзисторы, так как их подложки заземлены, и закрывает  $p$ -канальные. При этом комплементарная пара транзисторов, затворы которых объединены, всегда находится в противоположных состояниях:  $n$ -канальный – открыт, закрыт;  $p$ -канальный – закрыт, открыт.

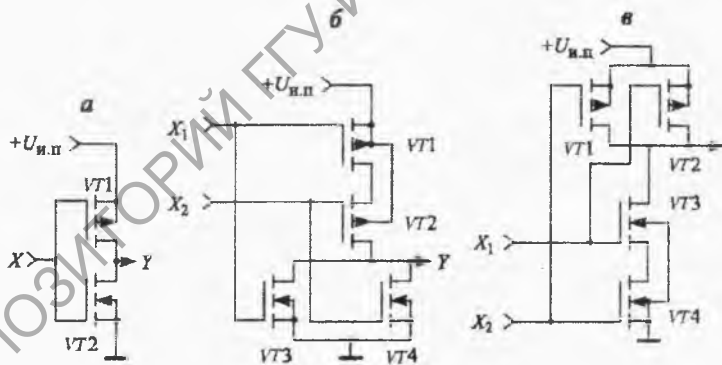


Рисунок 7.8 – КМОП-инвертор (а),  
двухвходовые КМОП-вентили ИЛИ-И (б) и И-НЕ (в)

С учетом изложенных выше замечаний предлагаем самостоятельно составить таблицы состояний для схем КМОП-вентилей, приведенных на рисунке 7.8.

В статическом режиме электрическая цепь между источником питания и «землей» всегда разомкнута, поэтому энергопотребление КМОП-вентилей чрезвычайно мало и выходные уровни незначительно отличаются от напряжения питания.

Широко применяется вентиль с тремя состояниями (инвертор). Собственно инвертор построен на комплементарной паре транзисторов  $VT2$  и  $VT3$  (рисунок 7.9, а). Когда сигнал управления имеет разрешающий высокий уровень ( $E = B$ ,  $\bar{E} = H$ ), транзисторы  $VT1$  и  $VT4$  открыты – к инвертору подключены напряжение источника питания и «земля», и он работает в обычном режиме. При запрещающем значении сигнала

управления ( $E = H$ ,  $\bar{E} = B$ ) транзисторы  $VT1$  и  $VT4$  закрыты, собственно инвертор ( $VT2$ ,  $VT3$ ) отключается от цепи питания и принимает состояние высокого выходного сопротивления  $Z$ . Следовательно, кроме двух состояний, свойственных инвертору (рисунок 7.8, а), вентиль на рисунке 7.9, а обладает дополнительным состоянием «Отключено». Вентили с тремя состояниями удобно объединять на одну выходную шину, поэтому они широко применяются в буферных устройствах микросхем различной степени интеграции. На КМОП-структурах используется также специфичный вентиль – двунаправленный ключ, который в функциональном отношении является аналогом реле. На рисунке 7.9, б представлена схема такого ключа, состоящего из комплементарной пары транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ . Истоки/стоки и стоки/истоки объединены и используются в качестве информационных выводов ( $D_1$ ,  $D_2$ ).

Управление осуществляется парафазным сигналом ( $E$ ,  $\bar{E}$ ).

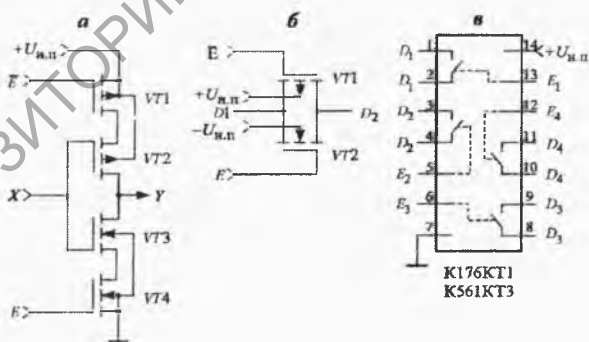


Рисунок 7.9 – Схемы коммутации: инвертор с тремя состояниями (а), двунаправленный ключ (б), четырехканальные коммутаторы цифровых и аналоговых сигналов (в)

Разрешающий сигнал ( $E = В$ ,  $\bar{E} = Н$ ) открывает оба транзистора, и информационные выводы  $D_1$  и  $D_2$  замыкаются между собой (сопротивление  $R_{\text{замк}}$  между ними около 100 Ом). Запрещающий сигнал ( $E = Н$ ,

$\bar{E} = В$ ) запирает оба транзистора и ключ переходит в непроводящее состояние ( $R_{\text{разомк}}$  достигает нескольких мегаом). Схема двухстороннего ключа, дополненная инвертором, широко применяется в ИМС средней и большой степени интеграции.

На рисунке 7.9, в приведена эквивалентная схема четырехканальных коммутаторов цифровых и аналоговых сигналов (ИМС К176КТ1 и К561КТ3), в основе которых лежит рассмотренная принципиальная схема (рисунок 7.9, б). Канал проводимости в этих коммутаторах двунаправленный. Для микросхемы К176КТ1 сопротивление канала составляет примерно 500 Ом (при  $E = 9 В$ ). Канал может пропускать цифровые уровни до  $U_{\text{и.п}}$  либо аналоговые до  $U_{\text{и.п}}/2$ . Для микросхемы К561КТ3 сопротивление включенного канала  $R_{\text{замк}} = 80 \pm 5 \text{ Ом}$ .

С целью защиты от повреждения при воздействии статического электричества входные вентили ИМС дополняются резистивно-диодными охранными цепочками, которые выполняются в едином технологическом процессе при изготовлении МОП-структур микросхем.

На основе базовых логических вентилях создаются серии ИМС. В таблице 7.2 приведены основные характеристики серий логических ИМС широкого применения.

### 7.3 Последовательностная логика, триггер

Рассмотренные выше базовые схемы имеют общее свойство: выходное состояние определяется состоянием их входов в этот же момент времени. Такие схемы называют комбинационными логическими схемами. В последовательностных логических схемах выходное состояние определяется состоянием не только входов в рассматриваемый момент времени, но также и состоянием выхода на предыдущем временном интервале. Таким образом, последовательностные схемы используют память для запоминания предыдущего состояния и имеют обратную связь с выхода на вход.

Простая последовательностная схема приведена на рисунке 7.10. Выходной сигнал  $Y$  задается функцией И-НЕ от внешних сигналов  $X_1$  и  $X_2$  и внутреннего (сигнала обратной связи)  $y$ , который повторяет значение выхода  $Y$  с задержкой на интервал времени  $\Delta t$ . Пользуясь правилами булевой алгебры, можно убедиться в правильности таблицы состояний

и временной диаграммы (рисунок 7.10, б, в), описывающих свойства схемы на рисунке 7.10, а.

Таблица 7.2 – Основные характеристики серий логических ИМС

	Серия логических элементов	Тип логического вентиля	Для вентиляей		Напряжение питания, В	Напряжение низкого уровня, В, не более	Напряжение высокого уровня, В, не менее	Коэффициент объединения по выходу
			Средняя задержка распространения, нс	Мощность потребления, мВт				
100	ЭСЛ	2,9	35	-5,0	-1,65	-0,96	15	
133	ТТЛ	10	10	5	0,4	2,4	10	
134	ТТЛ	40	1,5	5	0,4	2,4	10	
137	ЭСЛ	7	40	-5,0	-1,85	-0,85	15	
138	ЭСЛ	5	40	-5,0	-1,95	-0,85	20	
155	ТТЛ	10	10	5	0,4	2,4	10	
164	КМДП	200	0,1	9	0,5	7,7	50	
176	КМДП	250	0,1	9	0,3	8,2	50	
187	ЭСЛ	10	45	-5,0	-1,85	-0,85	15	
500	ЭСЛ	2	25	-5,2,-2	-1,65	-0,26	15	
530	ТТЛШ	3	20	5,0	0,5	2,5	10	
531	ТТЛШ	3	20	5,0	0,5	2,5	10	
533	ТТЛШ	10	2	5,0	0,4	2,5	10	
555	ТТЛШ	10	2	5,0	0,5	2,7	10	
561	КМДП	50	0,1	3-15	0	5	50	
564	КМДП	50	0,1	3-15	0	9	50	
1500	ЭСЛ	0,75	40	-4,5,-2	-1,62	-0,88	10	
1531	ТТЛШ	2,75	6	5	0,5	2,4	10	
1533	ТТЛШ	4,5	2	5	0,4	2,5	10	
1561	КМДП	50	0,0004	3-18	0,5	4,5	50	
1564	КМДП	10	0,0004	2,6	0,4	3,7	50	

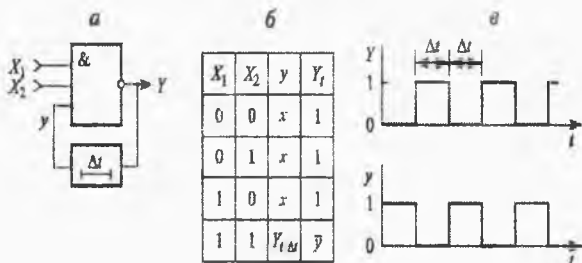


Рисунок 7.10 – Простая последовательная схема (а), ее таблица состояний (б) и форма сигналов при  $X_1 = X_2 = 1$  (в)

На рисунке 7.11, а приведен другой пример последовательной схемы. Она содержит два вентиля с перекрестными связями, с помощью которых осуществляется задержка и обратная связь. Составив таблицу состояний (рисунок 7.11, б), легко заметить, что если запретить комбинацию входных сигналов  $\bar{S} = \bar{R} = 0$ , то эта схема имеет два устойчивых состояния выхода (рисунок 7.11, в). Установка состояния осуществляется одновременной подачей противоположных сигналов (0 и 1 или 1 и 0) на входы  $\bar{S}$  и  $\bar{R}$ . Если после этого на оба входа подать 1 ( $\bar{S} = \bar{R} = 1$ ), то состояние выходов не изменится. Очевидно, что такой элемент способен принимать и хранить 1 бит информации. Рассмотренный элемент получил название «триггер».

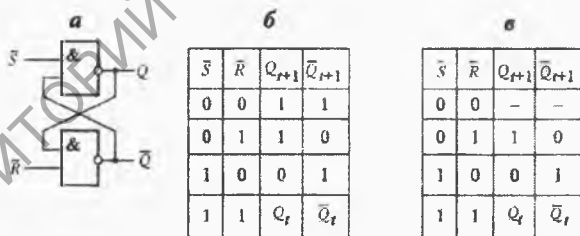


Рисунок 7.11 – Последовательная схема из двух вентилях (а); ее таблица состояний (б); условие, когда схема является триггером (в)

## 7.4 Подавление дребезга контактов переключателя

Пример использования триггера показан на рисунке 7.12. При переключении тумблера (или другого механического переключателя) возникнет дребезг контактов, который будет подавлен триггером.

кает дребезг контактов. В течение интервала порядка 1 мс после замыкания ключа (возможно и при его размыкании) его контакты входят в соприкосновение друг с другом обычно от 10 до 100 раз. В результате форма сигнала имеет вид, показанный на рисунке 7.12, б, в. В схеме на рисунке 7.12, а при размыкании контакта многократное его возвращение в исходное состояние не изменит состояния триггера до тех пор, пока подвижный элемент переключателя не коснется противоположного электрода. При первом же соприкосновении контактов триггер изменит свое состояние и в дальнейшем уже не будет реагировать на последующий дребезг, поскольку двухпозиционный ключ не может совершить колебаний до противоположной позиции. В результате дребезг выходного сигнала  $Q$  будет отсутствовать (рисунок 7.12, г).

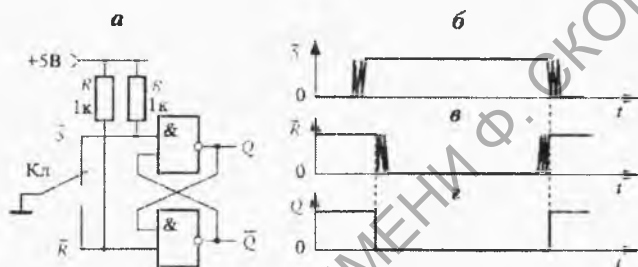


Рисунок 7.12 – Бездребезговый переключатель (а) и временные диаграммы его работы (б, в, г)

## 7.5 Синхронизируемые триггеры

Схема синхронизируемого  $RS$ -триггера приведена на рисунке 7.13, а. Обычно на вход синхронизации поступает логический нуль, поэтому на выходах левых элементов И-НЕ, соединенных с входами обведенного пунктиром  $RS$ -триггера, наблюдаются логические единицы и  $RS$ -триггер сохраняет свое состояние независимо от наличия и изменчивости сигналов на входах  $R$  и  $S$ . Переключение триггера (или подтверждение предыдущего состояния) происходит в момент появления на  $C$ -входе логической единицы. Обычно сигнал «логическая 1» подается на  $C$ -вход на небольшой промежуток времени в виде так называемого  $C$ -импульса. Таблица переходов  $RS$ -триггера (рисунок 7.13, в) составляется по таблице переходов  $\bar{R}\bar{S}$ -триггера (рисунок 7.11, в). В нее заносится состояние триггера после  $C$ -импульса: при  $S = R = 0$  триггер сохраняет свое предыдущее состояние; при  $S = 0, R = 1$  – устанавливается в нуль; при  $S = 1,$

$R = 0$  – устанавливается в единицу;  $S = R = 1$  – запрещенная комбинация. На практике в момент  $C$ -импульса последнее сочетание сигналов не должно иметь места.  $RS$ -триггер описывается логическим уравнением:

$$Q_{t+1} = S + \bar{R}Q_t, \quad R_t \cdot S_t = 0. \quad (7.1)$$

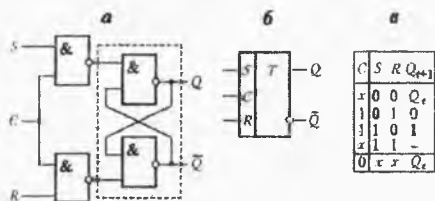


Рисунок 7.13 – Структура (а), обозначение (б) и таблица переходов (в) синхронизируемого  $RS$ -триггера ( $x$ -позиции, которые не влияют на состояние выхода)

На основе  $RS$ -триггера можно построить  $D$ -триггер (от англ. *delay* – задержка).  $D$ -вход такого триггера эквивалентен  $S$ -входу  $RS$ -триггера, а на второй вход (бывший  $R$ ) тот же сигнал подается через инвертор (рисунок 7.14, а). Отсюда легко определить свойства  $D$ -триггера: триггер запоминает и хранит на выходе  $Q$  сигнал, который был на входе  $D$  в момент спада импульса  $C$ . Функционирование  $D$ -триггера описывается логическим уравнением:

$$Q_{t+1} = D_t. \quad (7.2)$$

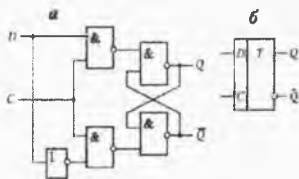


Рисунок 7.14 – Структура (а) и обозначение (б)  $D$ -триггера

## 7.6 Двухступенчатые триггеры

При обработке информации в вычислительных устройствах один и тот же сигнал синхронизации ( $C$ -импульс) нередко подается на

$C$ -входы нескольких триггеров. Состояния, в которые должны установиться эти триггеры, определяются уровнями на их информационных входах, причем некоторые из них могут поступать от триггеров, подлежащих переключению тем же импульсом синхронизации. Разброс параметров триггеров по быстродействию и другие причины не гарантируют при таком подходе точного выполнения необходимых переключений.

Для таких, а также для целого ряда иных применений разработаны триггеры с двухступенчатым запоминанием, в которых по фронту  $C$ -импульса происходит лишь внутреннее переключение, а уровни на выходах остаются неизменными. После окончания  $C$ -импульса, точнее, по его спаду, происходит необходимое изменение сигнала на выходах. Триггеры такого рода нередко называют  $MS$ -триггерами (от англ. *master* – хозяин, *slave* – раб).

Триггеры с двухступенчатым запоминанием имеют такие же, как и у одноступенчатых триггеров, обозначения входов и выходов, а таблицы переходов одноступенчатых двух- и одноступенчатых триггеров полностью совпадают.

В качестве примера рассмотрим  $D$ -триггер с двухступенчатым запоминанием (рисунок 7.15, а). Информация с  $D$ -входа заносится в такой триггер в два этапа. Сначала по фронту  $C$ -импульса первый  $D$ -триггер устанавливается в положение, соответствующее уровню на входе  $D$ . Переключение второго  $D$ -триггера в это время невозможно, так как его  $C$ -вход соединен через инвертор с  $C$ -входом первого триггера и разрешение на срабатывание первого триггера запрещает срабатывание второго. После окончания  $C$ -импульса разрешается переключение второго триггера, и он устанавливается в то же положение, в которое фронтом  $C$ -импульса установился первый триггер. Аналогичным образом организуется двухступенчатый  $RS$ -триггер (рисунок 7.16).

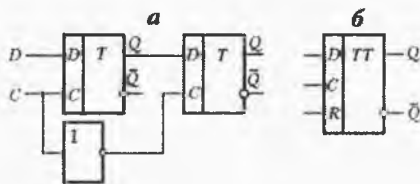


Рисунок 7.15 – Структура (а) и обозначение (б) двухступенчатого  $D$ -триггера



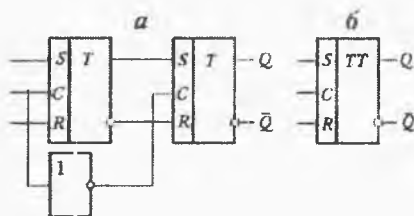


Рисунок 7.16 – Структура (а) и обозначение (б) двухступенчатого  $RS$ -триггера

## 7.7 Триггеры с $T$ -входом, $JK$ -триггер

Каждый импульс на  $T$ -входе, или счетном входе, переключает триггер в противоположное состояние. Так как переключение триггера с двухступенчатым запоминанием происходит по спаду  $C$ -импульса, то уровни на собственных выходах триггера могут служить в качестве управляющих сигналов для его переключения. Подключение инверсного выхода двухступенчатого  $D$ -триггера к его информационному входу преобразует  $C$ -вход в  $T$ -вход, потому что после каждого  $C$ -импульса

этот триггер должен установиться в положение  $\bar{Q}$ , т. е. переключиться в противоположное состояние (рисунок 7.17, а).

Логическое уравнение  $T$ -триггера:

$$Q_{t+1} = \bar{T}_t \cdot Q_t + T_t \cdot \bar{Q}_t. \quad (7.3)$$

В двухступенчатом  $RS$ -триггере та же цель достигается введением двух дополнительных обратных связей: между  $\bar{Q}$  и  $S$ , а также между  $Q$  и  $R$  (рисунок 7.18, б).

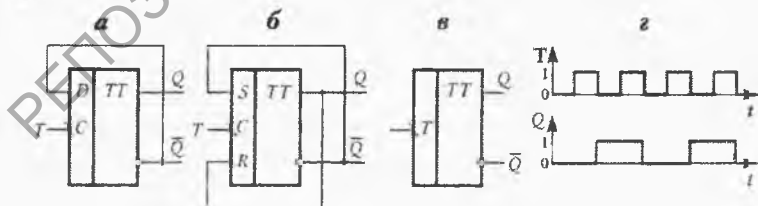


Рисунок 7.17 – Организация  $T$ -входа в  $D$ -триггере (а) и  $RS$ -триггере (б); обозначение  $T$ -триггера (в) и временная диаграмма его работы (г).

Синхронизация отрицательным перепадом напряжения

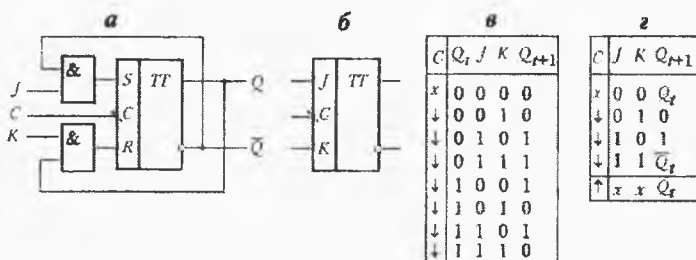


Рисунок 7.18 – JK-триггер: структура (а), обозначение (б), полная (в) и сокращенная (г) таблицы переходов; стрелка, направленная вниз, означает перепад напряжения с высокого уровня на низкий, вверх – наоборот

JK-триггер с двухступенчатым запоминанием (рисунок 7.18 а, б) обладает универсальными свойствами. Если  $J = K = 1$ , то он полностью эквивалентен RS-триггеру с обратными связями (рисунок 7.17, б), т. е. его C-вход эквивалентен C-входу и по каждому C-импульсу он изменяет свое состояние на противоположное. При  $J = K = 0$  триггер после C-импульса сохраняет предыдущее состояние, при  $J = 1, K = 0$  переходит в «1», а при  $J = 0, K = 1$  – в «0». Все эти свойства представимы при помощи полной (рисунок 7.18, в) и эквивалентной ей по содержанию сокращенной (рисунок 7.18, г) таблиц переходов. Логическое уравнение JK-триггера:

$$Q_{t+1} = \bar{K}_t \cdot Q_t + J_t \cdot \bar{Q}_t \quad (7.4)$$

## 7.8 Регистры

В общем случае регистр представляет собой группу триггеров, работающих согласованно и выполняющих некоторую общую функцию. Наиболее распространенные функции регистров: хранение (запоминание) и сдвиг. Счетные регистры рассматриваются отдельно и называются счетчиками.

Все регистры наряду с другими выполняют функции запоминания. Запоминающим называют любой регистр, не выполняющий никаких других функций. Такой подход позволяет выделить некоторые общие свойства регистров.

Запоминающий регистр состоит из нескольких синхронизируемых триггеров, синхронизирующие входы которых соединены вместе. Таким образом, переключение состояний всех триггеров синхронизируется импульсами по одной общей линии.

Во многих случаях входные сигналы триггеров, образующих регистр, логически зависят от выходных сигналов триггеров этого же и других регистров. Для того чтобы обеспечить правильную синхронную работу, используют двухступенчатые триггеры. Когда такая логическая зависимость отсутствует, в регистрах можно использовать простые синхронные фиксаторы.

Чтобы синхронизировать работу такого регистра с работой других частей системы, синхронизирующие линии всех регистров и отдельных триггеров объединяются вместе и подключаются к центральному источнику синхроимпульсов.

Запоминающий регистр принимает информацию через схему загрузки (рисунок 7.19), подключающую входы каждого триггера в регистре к источнику данных. Эта схема обеспечивает занесение данных в регистр только при наличии сигнала «разрешение приема», открывающего вентили «И». В противном случае низкий уровень сигнала «разрешение приема» создает логические нули на входах  $J$  и  $K$  всех триггеров, и регистр сохраняет неизменной ранее занесенную в него информацию.

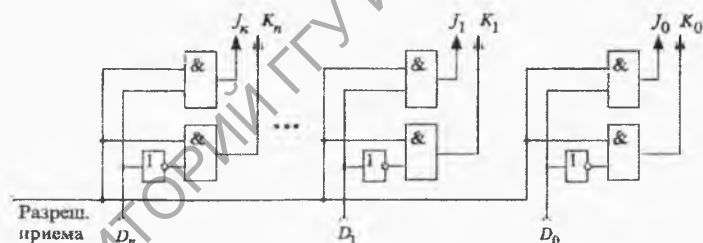


Рисунок 7.19 – Схема загрузки регистра на JK-триггерах

В большинстве случаев информация на регистр должна поступать более чем из одного источника. При этом каждому источнику должна соответствовать своя схема загрузки. Выходы одноименных разрядов (нулевого, первого и т. д.) разных схем загрузки объединяются с помощью вентилях «ИЛИ».

Сдвиг данных в регистре – одна из основных операций в цифровых системах. С ее помощью решаются такие задачи, как преобразование данных из последовательной в параллельную форму и наоборот, умно-

жение и деление на степени двойки и т. д. Сдвиговый регистр на двухступенчатых  $D$ -триггерах показан на рисунке 7.20.

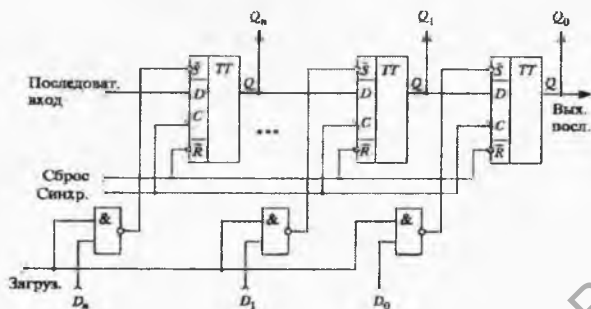


Рисунок 7.20 – Однонаправленный сдвиговый регистр на двухступенчатых  $D$ -триггерах

Так же, как и для запоминающего регистра, все входы синхронизации объединены в общую синхрролинию. Вход  $D$  каждого триггера, кроме самого левого, подключен к выходу  $Q$  «соседа» слева. Поэтому при каждом синхроимпульсе все триггеры, за исключением самого левого, будут принимать текущее состояние своего левого «соседа». Состояние крайнего левого триггера определяется линией «последовательный вход». Заметим, что состояние крайнего правого триггера теряется при каждом синхроимпульсе. Важную модификацию регистра можно получить, соединяя выход крайнего правого триггера с  $D$ -входом крайнего левого. Такой регистр называется циклическим сдвиговым регистром.

С помощью рассматриваемого регистра (рисунок 7.20) можно осуществить преобразование последовательных данных, представляющих собой последовательность сменяющих друг друга во времени битов, в параллельную форму. Для этого последовательные данные бит за битом подаются на линию «последовательный вход», а импульсы синхронизации – на линию «синхронизация». Каждый бит принимается в левый триггер, и одновременно предыдущее состояние последнего и всех других триггеров сдвигается вправо. По прошествии нужного количества  $(n + 1)$  синхроимпульсов данные в параллельной форме представляются на выходах  $(Q_0, Q_1, \dots, Q_n)$ .

С помощью такого же регистра можно осуществить обратное преобразование данных из параллельной формы в последовательную. Для этого данные сигнала загружаются в регистр в параллельной форме:

импульс «загрузка» открывает вентили, и через установочные входы  $S$  триггеры принимают значение входных битов  $D_0, D_1, \dots, D_n$ . Загрузка

осуществляется в отсутствие синхроимпульсов. После загрузки данных в регистр их можно получить в последовательной форме с выхода правого триггера, подав на вход синхронизации серию синхроимпульсов.

В регистре на рисунке 7.20 данные сдвигаются только вправо. С помощью вентиля можно осуществить соединение таким образом, что сдвиг данных в регистре будет осуществляться либо вправо, либо влево в зависимости от управляющих этими вентилями сигналов. Такие регистры называют двунаправленными (реверсивными) сдвигowymi регистрами.

Существует очень много модификаций регистров. Они входят в состав сложных БИС и СБИС, а также выпускаются отдельно в виде интегральных микросхем.

## 7.9 Счетчики

В электронных системах широкое распространение получили регистры, предназначенные для счета импульсов, или просто счетчики.

Различают асинхронные (рисунок 7.21) и синхронные (рисунок 7.22) счетчики.

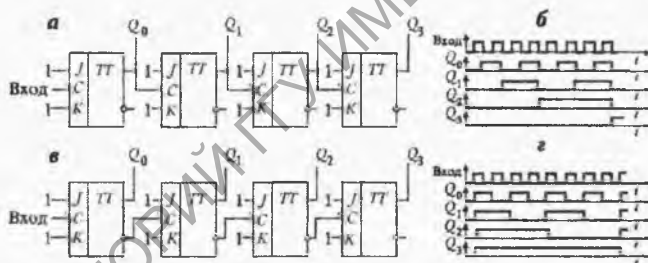


Рисунок 7.21 – Двоичные суммирующий (а) и вычитающий (в) асинхронные счетчики; диаграммы их работы (б) и (г) соответственно

В последних при поступлении на вход очередного импульса все подлежащие переключению триггеры изменяют свое состояние одновременно. В суммирующих счетчиках каждым входным импульсом прибавляется 1 к числу, хранящемуся в регистре, в вычитающих – 1 из этого числа вычитается.

Один из вариантов схемы реверсивного счетчика, суммирующего поступающие на вход импульсы при  $E = 1$  и вычитающего импульсы при  $E = 0$ , показан на рисунке 7.23. Важная характеристика счетчика – разре-

шающее время  $\tau_p$ , или минимальное время между двумя импульсами, регистрируемыми отдельно. Если за промежуток времени  $\Delta t < \tau_p$  поступят два или даже группа импульсов, то будет иметь место «просчет», или потеря информации, так как все они будут восприняты счетчиком как один импульс. Это один из многочисленных примеров регистрирующих устройств с мертвым временем. В течение этого времени, которое в данном случае равно  $\tau_p$ , счетчик не воспринимает поступающую на его вход информацию.

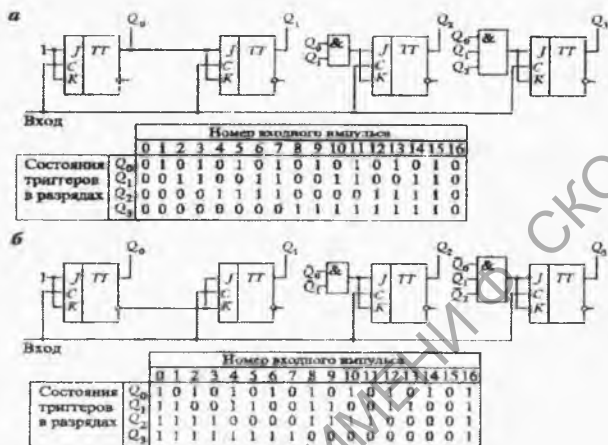


Рисунок 7.22 – Двоичные суммирующий (а) и вычитающий (б) синхронные счетчики и таблицы их состояний

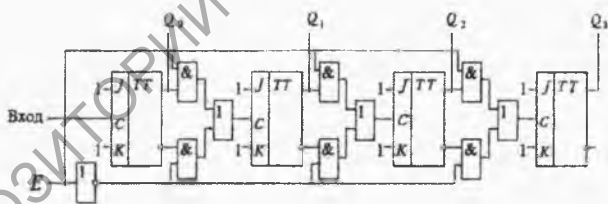


Рисунок 7.23 – Реверсивный счетчик, суммирующий входные импульсы при  $E = 1$  и вычитающий при  $E = 0$

Если на вход устройства с «мертвым» временем  $\tau_m$  поступают сигналы, распределенные во времени случайным образом, например импульсы, вызванные актами распада ядер радиоактивного вещества, то критерием качества работы устройства в целом является его счетная характеристика (рисунок 7.24).

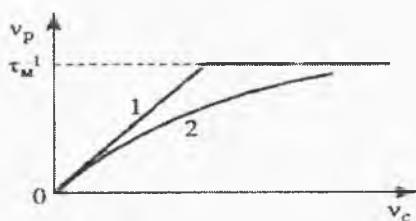


Рисунок 7.24 – Счетные характеристики для периодических (кривая 1) и случайных (кривая 2) событий регистраторов с мертвым временем  $\tau_m$ :  $v_c$  – частота событий,  $v_p$  – частота регистрируемых событий

Как самостоятельные приборы двоичные счетчики применяются достаточно редко из-за неудобства снятия показаний. Существует ряд способов построения счетчиков, работающих в десятичной системе счисления. Такие счетчики состоят из «декад» – счетных регистров с коэффициентом пересчета 10.

Минимальное число триггеров, из которых может быть синтезирована декада – четыре. Принцип построения – исключение из 16 возможных состояний двоичного регистра на четырех триггерах шести состояний путем введения цепей запрета и обратной связи. Схема декады на  $JK$ -триггерах приведена на рисунке 7.25.

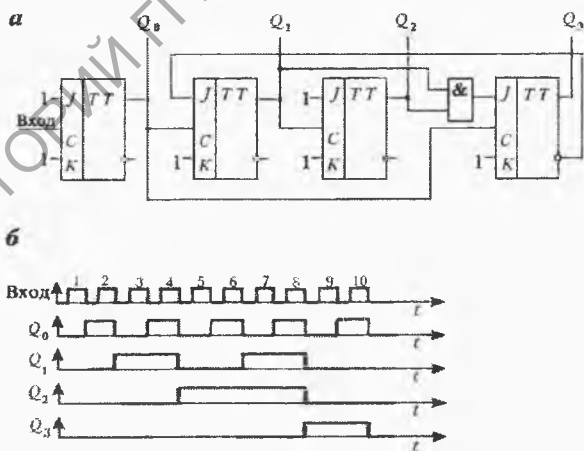


Рисунок 7.25 – Асинхронная декада на  $JK$ -триггерах (а) и временная диаграмма ее работы (б)

## 7.10 Схемы преобразования и коммутации цифровых сигналов

**Дешифратор** (рисунок 7.26) служит для распознавания кодовых комбинаций. Если двоичный дешифратор имеет  $k$  входов, то число возможных комбинаций сигналов на входах равно числу  $k$ -разрядных двоичных чисел, т. е.  $2^k$ , поэтому полный двоичный дешифратор имеет  $2^k$  выходов. В простейшем случае синтез дешифратора сводится к построению набора из  $2^k$  комбинационных схем, имеющих  $k$  общих входов. На практике для построения дешифраторов применяются способы, позволяющие более экономно расходовать электронные компоненты.

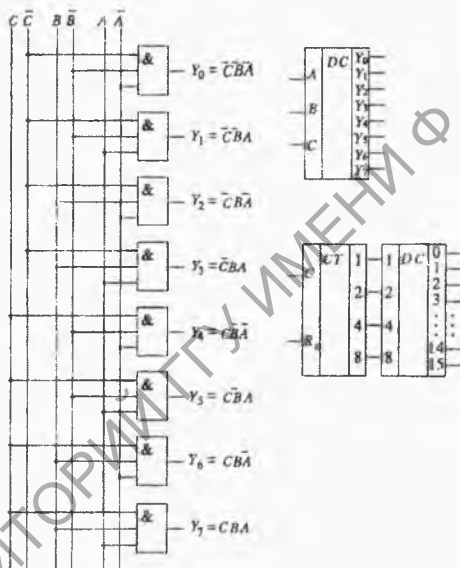


Рисунок 7.26 – Дешифратор: структура (а), обозначение (б) и пример применения для индикации состояния счетчика (в)

**Шифраторы** преобразуют цифры, задаваемые сигналом «1» на индивидуальных шинах, в параллельный код. Устройство преобразования десятичных цифр в двоичный код приведено на рисунке 7.27.

Конструирование подобного рода шифраторов сводится фактически к представлению цифр в виде суммы чисел, каждое из которых равно  $2^k$ , где  $k = 0, 1, 2, \dots$



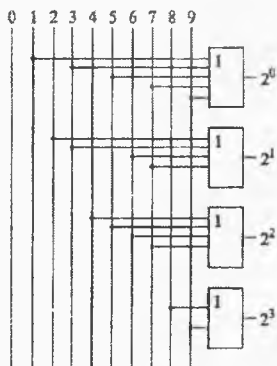


Рисунок 7.27 – Структурная схема шифратора

**Преобразователи кодов.** Нередко возникает необходимость преобразования данных из одного кода в другой. Например, для индикации содержимого двоично-десятичного счетчика с помощью семисегментного индикатора четырехразрядное двоичное слово преобразуется в специальный семизначный код, управляющий сегментами светового индикатора. Преобразователь кода может быть изготовлен на одном кристалле со счетчиком (например, микросхема К176ИЕ4) либо в виде отдельной микросхемы (К564ИД5). Простые преобразователи представляют собой комбинационные схемы. В основе сложных преобразователей используется запоминающая матрица. Входное слово задает адрес, в котором записано выходное слово. Так устроены, например, преобразователи двоично-десятичных слов в двоичные и наоборот (К155ПР6 и К155ПР7).

Дешифраторы используются также в цепях коммутации данных в мультиплексных каналах передачи.

**Мультиплексным** называют канал передачи информации, в котором одна и та же линия служит для передачи сигналов от различных источников к различным приемникам в любом сочетании. На рисунке 7.28 представлен вариант схемы мультиплексора многоканальной системы обработки сигналов, поступающих от различных датчиков. На передающем конце к линии через вентиль «И»  $A'$ ,  $B'$ ,  $C'$  или  $D'$  заданного кодом номера передатчика подключается выход регистра последовательного кода передаваемого слова. Это слово появляется на выходе вентиля ( $A'$ ,  $B'$ ,  $C'$  или  $D'$ ) демультиплексора и поступает на последовательный вход приемника, заданного кодом номера приемника.

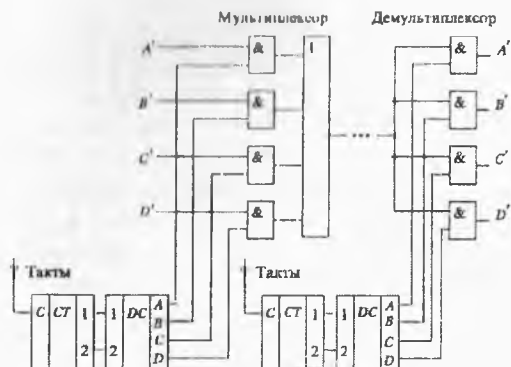


Рисунок 7.28 – Мультиплексный канал передачи информации

## 7.11 Сумматоры

Регистры, предназначенные для счета импульсов, выполняют простейшую операцию алгебраического суммирования единицы и содержимого регистра. Более совершенные устройства обработки информации производят все необходимые арифметические и логические действия над кодами.

*Сумматор* – устройство для суммирования двух двоичных кодов – занимает особое положение. С его помощью при должном выборе способа кодирования можно, в принципе, производить все четыре арифметических действия над числами. Работу одноразрядного сумматора легко понять, анализируя его структуру (рисунок 7.29, а, б, в). Достаточно попытаться сложить два двоичных числа, чтобы заметить, что значение сумм в разряде, над цифрами которого производится операция, вырабатывается вентилем «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ», а значение переноса – вентилем «И». Эти два вентиля образуют полусумматор (рисунок 7.29, б), получивший свое название из-за отсутствия входа, принимающего значение переноса из младшего разряда. Соединение двух полусумматоров по схеме на рисунке 7.29, в образует полный одноразрядный сумматор, имеющий два входа ( $A$  и  $B$ ) для приема цифр данного разряда, третий вход ( $P_{n-1}$ ) для приема значений переноса, полученного в результате сложения в младшем разряде, выход значения данного разряда суммы ( $S$ ) и выход переноса в старший разряд ( $P_n$ ).

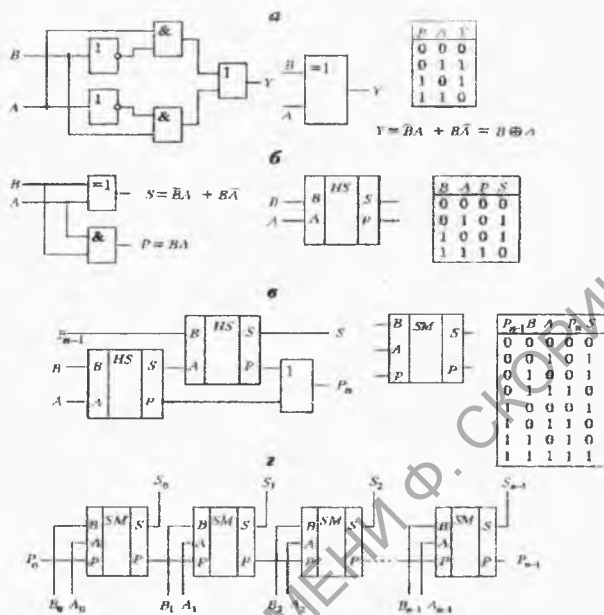


Рисунок 7.29 – Структура и таблица состояний логических схем ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (а), полусумматора (б), одноразрядного сумматора (в) и схема многоразрядного комбинационного сумматора (г)

На рисунке 7.29, г показана схема простого многоразрядного сумматора с последовательным переносом. Здесь задержка получения результата сложения  $n$ -разрядного числа равна сумме задержек срабатывания всех одноразрядных сумматоров. При большом числе разрядов это может заметно снизить быстродействие системы. Поэтому разработаны сумматоры с ускоренным сквозным и групповым переносом. Несмотря на наличие АЛУ, микропроцессоров и целых однокристальных компьютеров, интегральные микросхемы сумматоров находят применение и выпускаются в большом ассортименте.

Вычитание двоичных чисел может быть выполнено путем суммирования уменьшаемого с отрицательным числом (вычитаемым) в дополнительном коде.

Для получения дополнительного кода инвертируют каждый бит числа, затем к младшему разряду полученного обратного кода прибавляют единицу. Например:

15	0	1	1	1	1
-	+				
11	1	0	1	0	1
4	1	0	0	1	0

На рисунке 7.30 показана схема устройства, которое может выполнять как операцию сложения, так и операцию вычитания. Если на шине установки режима действует логический нуль (сложение), то сигналы разрядов обоих чисел ( $A_x$  и  $B_x$ ) через элементы И и ИЛИ поступают на соответствующие входы параллельного трехразрядного сумматора SM, и на его выходе образуется код суммы чисел A и B. Если же на шине установки режима действует логическая единица, сигналы разрядов

шина установки режима  $\begin{cases} 0 - \text{сложение} \\ 1 - \text{вычитание} \end{cases}$

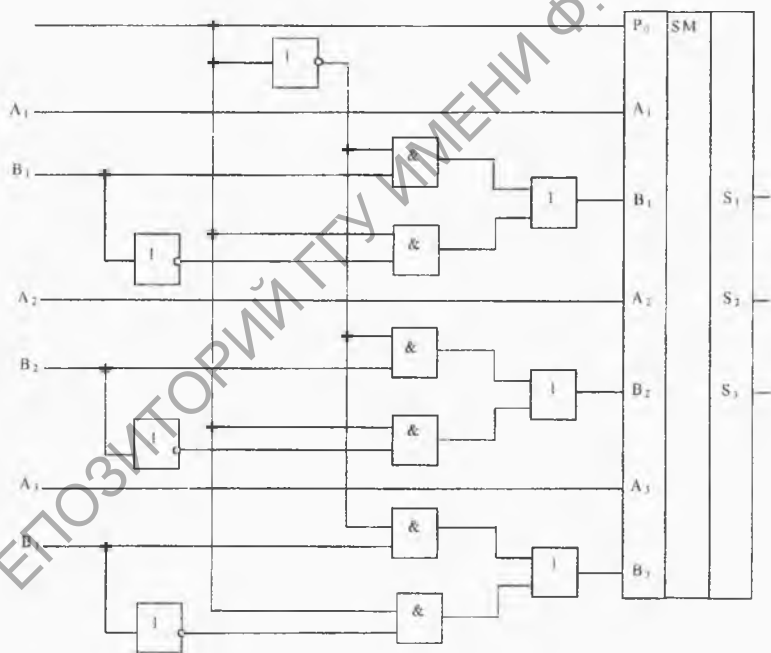


Рисунок 7.30 – Функциональная схема параллельного трехразрядного устройства сложения – вычитания

вычитаемого ( $B_k$ ) поступают на соответствующие входы сумматора через элементы НЕ, И и ИЛИ, т. е. инвертированными (в обратном коде). Дополнительный код образуется из обратного прибавлением единицы путем подачи логической единицы установки режима вычитания на вход переноса первого разряда сумматора  $P_0$ . Следовательно, к числу  $A$  прибавляется число  $B$  в дополнительном коде, и на выходе сумматора образуется код разности чисел  $A$  и  $B$ .

Для различения положительных и отрицательных чисел предусматривается специальный разряд, который обычно принимается равным логическому нулю для положительных чисел и логической единице для отрицательных. Значение этого разряда может вырабатываться путем сравнения знаков входных чисел  $A$  и  $B$  и их модулей.

## 7.12 Общая шина

На определенном этапе развития цифровой электроники и электронной вычислительной техники дополнение систем обработки информации новыми блоками и устройствами порождало все возрастающее количество проводов для связи между ними. В начале 60-х годов 20 в. был обоснован принцип и построены первые ЭВМ, в которых дополнительные устройства требовали не введения новых линий связи, а лишь удлинения уже существующих. Такое «удлинение» конструкторы, как правило, предусматривают заранее, устанавливая в ЭВМ «лишние» разъемы для дополнительных блоков.

Новый способ обмена информацией сильно повлиял на структуру самих ЭВМ и в значительной мере способствовал появлению микропроцессоров. Взаимный обмен информацией между многими источниками и приемниками стали осуществлять по группе одних и тех же проводов (шина), названных магистралью, или общей шиной.

Подача сигнала на любой из проводов магистрали осуществляется одинаковым образом через магистральные усилители (или тристабильные схемы). Источниками кодов для магистрали обычно являются триггерные регистры в различных блоках. Выходы триггеров каждого такого регистра выводятся на общую шину через группу магистральных усилителей с объединенными  $E$ -входами (рисунок 7.31). Сигналы управления объединенными  $E$ -входами различных блоков вырабатываются дешифратором, поэтому подключение к шине в одно и то же время более одного источника исключено. Считывание же информации может происходить и несколькими приемниками в одно и то же время.

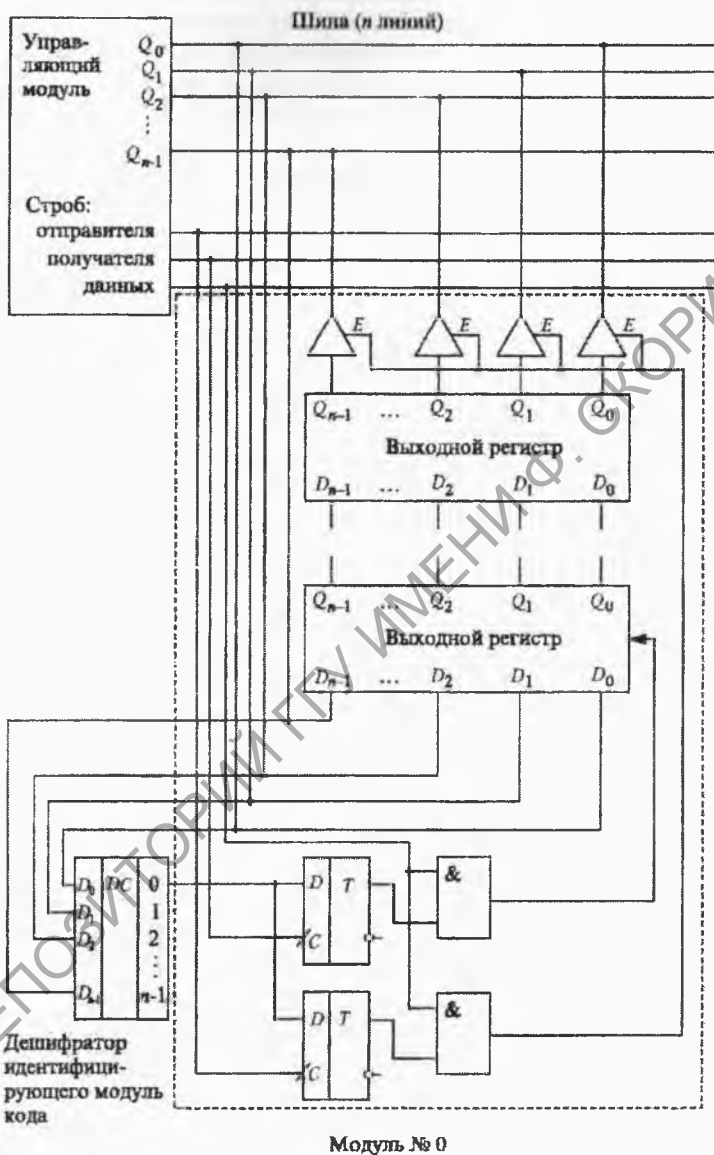


Рисунок 7.31 – Параллельная система с общей шиной для данных и адресов

Шина подключена ко всем модулям, в том числе к управляющему. От управляющего модуля ко всем остальным проходят три дополнительные линии: строб отправителя, строб получателя и строб данных. С их помощью сообщается о наличии на шине соответственно идентифицирующего кода отправителя, идентифицирующего кода получателя и передаваемых данных.

Показанный на рисунке 7.31 дешифратор не всегда существует в виде автономного устройства. Нередко он расчленен на части, находящиеся в различных блоках.

### 7.13 Запоминающие устройства

Запоминающее устройство (ЗУ), или память – это устройство, с помощью которого информация существует во времени, т. е. передается от одного момента к другому. Все последовательностные схемы, и компьютеры в том числе, обладают свойством запоминания. Одним из носителей этого свойства является триггер. Обычно информация передается порциями, состоящими из фиксированного числа битов и называемыми словами. ЗУ можно представить себе в виде некоторого пространства, состоящего из множества идентифицируемых позиций для размещения слов.

В некоторых ЗУ на каждую такую позицию отводятся свои фиксированные запоминающие элементы. В этом случае местоположение запоминающих элементов однозначно определяет позицию слова, называемую ячейкой. В других ЗУ слова перемещаются относительно множества запоминающих элементов, сохраняя упорядоченность относительно друг друга. Тогда позиция слова фиксируется как местоположением запоминающих элементов, так и временем. Во всех случаях, когда слово информации передается в ЗУ, оно помещается в некоторую конкретную позицию. Этот процесс называется записью в память. Когда же информация передается из памяти, она выбирается из некоторой конкретной позиции. Этот процесс называется считыванием из памяти.

Интегральные микросхемы ЗУ, как правило, представляют собой функционально законченные изделия, что позволяет создавать устройства памяти с большой информационной емкостью непосредственным наращиванием разрядности и числа слов. Полупроводниковые ЗУ по режиму занесения информации делятся на оперативные (ОЗУ) и постоянные (ПЗУ); по режиму работы – на статические (СЗУ) и динамические (ДЗУ); по принципу выборки информации – на устройства с произвольной и последовательной выборкой; по технологии изготовления – на биполярные и униполярные.

ОЗУ – это устройства для введения в процессор компьютера новых данных и программ, а также для хранения текущих результатов или данных, полученных в процессе работы.

ПЗУ – это устройства, из которых можно считывать только заранее записанную информацию. ПЗУ применяются для генерации кода программы или данных, которые будут часто использоваться, что избавляет от необходимости каждый раз заново загружать программу. Информация в ПЗУ, в отличие от ОЗУ, записывается на кристалле с изменением его физических свойств, поэтому отключение питания не сказывается на содержании записанной информации.

СЗУ образуется матрицей запоминающих элементов (ЗЭ), каждый из которых может быть установлен в одно из двух возможных состояний, сохраняющихся при включенном питании. Основным ЗЭ в СЗУ является триггер. Очевидно, что такая матрица в рабочем состоянии непрерывно потребляет энергию.

ДЗУ – это матрица элементов, для которых требуется периодическое восстановление информации (регенерация).

В ДЗУ в качестве ЗЭ используется конденсатор, в котором информация хранится в виде заряда. Заряд на запоминающем конденсаторе с течением времени уменьшается, поэтому для его восстановления требуется периодическая подзарядка конденсатора. Динамическая схема памяти эффективна для ОЗУ относительно большого объема. Память малого объема обычно реализуется на статических элементах.

Биполярные ЗУ имеют значительно большее быстродействие, но существенно меньшую плотность упаковки элементов по сравнению с униполярными ЗУ. Биполярные ЗУ наиболее эффективны как высокоскоростные буферные ЗУ больших систем. Наиболее широко применяются биполярные ЗУ на ТТЛШ- и ЭСЛ-структурах.

ЗУ на *p*-канальных МОП-транзисторах имеют минимальную себестоимость, но обладают низким быстродействием, а на *n*-канальных – по быстродействию приближаются к биполярным.

ЗУ на КМОП-структурах имеют очень низкую статическую потребляемую мощность и среднее быстродействие.

ДЗУ имеют ряд преимуществ по сравнению со статическими ОЗУ: по быстродействию и экономичности они превосходят ЗУ на КМОП-структурах, а по плотности упаковки запоминающих элементов намного их превосходят.

Для потребителей выбор типа ПЗУ во многом определяется не только электрическими параметрами, но и способами программирования БИС. ПЗУ могут программироваться как у потребителя, так и на предприятии-изготовителе. Существуют ПЗУ однократного и много-



кратного программирования. Перепрограммирование некоторых типов ПЗУ можно проводить простой сменой команд.

Запоминающие устройства, в которых порции слов становятся доступными для чтения или записаны только в определенном порядке, называются ЗУ с последовательным доступом. К ЗУ такого типа относятся сдвиговые регистры, приборы с зарядовой связью (ПЗС). Важный класс памяти представляют ЗУ на подвижных магнитных носителях. К ним относятся магнитные ленты, барабаны и диски. Информация на этих устройствах запоминается в виде состояния намагниченности участков поверхности некоторого магнитного материала. Чтение и запись в конкретную позицию выполняются при механическом движении поверхности мимо записывающих или считывающих головок.

Два основных вида записи – это запись с насыщением, при которой два крайних состояния намагниченности представляют собой два логических значения, и запись с модуляцией по частоте или фазе. Запись с насыщением позволяет получить большие плотности информации, однако она более подвержена ошибкам из-за повреждений или неоднородностей магнитного слоя и, следовательно, требует более качественных магнитных носителей.

## 7.14 Сопряжение логических элементов TTL и КМОП

Компьютеры сами по себе являются важным применением электроники. Однако ее фантастические возможности открываются при использовании цифровых методов для обработки аналоговых сигналов и процессов. Поэтому важно понять, как сопрягаются между собой цифровые элементы разных серий интегральных микросхем, а также как сочетаются аналоговые и цифровые системы, обеспечивая возможности для решения разнообразных и интересных задач.

Для того чтобы не испытывать затруднений при работе с ИС разных семейств, нужно уметь стыковать эти элементы друг с другом. На элементах КМОП реализованы некоторые полезные функции, которых нет на TTL. Имея систему на элементах TTL, работающую с невысокой скоростью, можно добавить к ней некоторые функции, выполняемые на элементах КМОП. Кроме того, для облегчения стыковки с внешними устройствами, совместимыми с TTL, а также при согласовании логической КМОП-схемы с кабелем на входах и выходах полезно использовать буферные элементы TTL.

*Управление КМОП от TTL.* Если элемент КМОП работает от напряжения + 5 В, то уровни сигналов почти совместимы. Единственная

трудность заключается в том, что высокий уровень ТТЛ (типичное значение 3,4 В) является граничным для КМОП и желательно, чтобы он был не ниже 4,3 В. Этого легко достичь, если подключить к выходам ТТЛ нагрузочные резисторы (например, 3,3 кОм, соединенные с шиной  $+U_{и.п.}$ ). Резисторы можно устанавливать как на выходах с открытым коллектором, так и с активной нагрузкой.

Если элемент КМОП работает от более высокого напряжения питания, можно также включить нагрузочный резистор (рисунок 7.32, а), но для этого нужно использовать высоковольтные кристаллы ТТЛ, имеющие выходы с открытым коллектором (например, К155ЛН3, К155ЛН4, К155ЛН5).

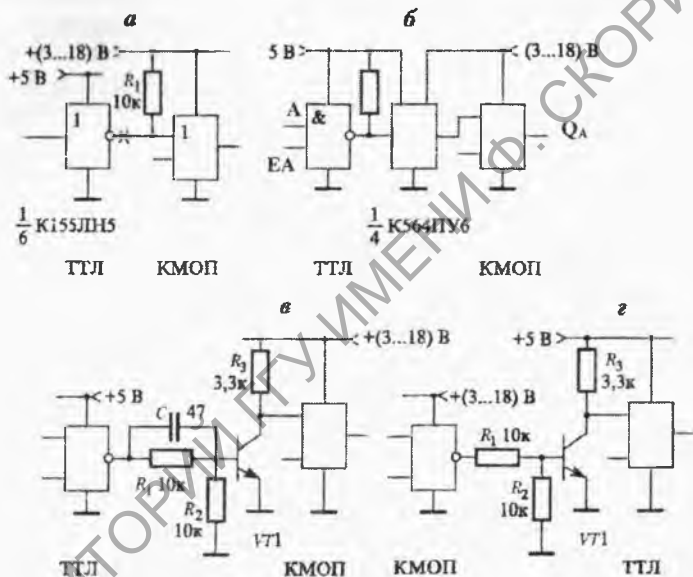


Рисунок 7.32 – Преобразование уровней от ТТЛ к КМОП (а, б, в) и от КМОП к ТТЛ (г)

Другой способ – использование микросхемы К564ПУ6, содержащей четыре канала сдвига логических уровней от низкого напряжения к высокому. На микросхему подают два напряжения питания (рисунок 7.32, б): на вывод 1 – коллекторное  $U_{и.п.к} = 5 В$ , на вывод 16 – стоковое  $U_{и.п.с} = 15 В$ . В этом случае получается преобразование логических уровней ТТЛ в уровни КМОП. Преобразование ТТЛ-КМОП (без инверсии данных)

разрешается при высоких уровнях на входах  $E_A \dots E_D$ . При низком уровне на входе разрешения соответствующий выход данных переходит в разомкнутое состояние  $z$ . Разрешающие импульсы должны быть низковольтными (ТТЛ). Микросхему можно эксплуатировать и при условии  $U_{нлн} > U_{нлс}$ , что соответствует преобразованию от высокого уровня к низкому.

Третий способ – использование внешнего транзистора (рисунок 7.32, в). В базовой цепи транзистора делитель напряжения ( $R_1, R_2$ ) обеспечивает хорошую помехоустойчивость. Конденсатор  $C$  увеличивает скорость переключения. К сопротивлению резистора  $R_3$ , схема не критична.

*Управление ТТЛ от КМОП.* Если элемент КМОП питается от источника напряжения  $+5\text{ В}$ , то его можно непосредственно нагружать одним элементом серии К555 или, как минимум, двумя элементами К1533. Существует несколько типов микросхем КМОП, содержащих от четырех до шести каналов (с инверсией или без инверсии), предназначенных для согласования логических уровней КМОП ( $U_H = 3 \dots 15\text{ В}$ ,  $U_H = 0$ ). Это преобразователи уровней К176ПУ1, 2, 3 и 5 и К561ПУ4. Инверторы К561ЛН1 и ЛН2 также можно использовать для преобразования уровней КМОП-ТТЛ. Конкретные рекомендации по применению даются в справочниках. Возможно также использование транзисторного каскада (рисунок 7.32, г).

## Контрольные задания и вопросы

- 1 Дайте определения понятий «комбинационная логика» и «последовательностная логика», приведите примеры схем.
- 2 Назовите основные разновидности триггеров и их свойства.
- 3 Охарактеризуйте вентиль с тремя устойчивыми состояниями.
- 4 Преимущественно какой тип транзисторов используется в КИОП-структурах?
- 5 Между какими выводами полевых транзисторов действует управляющий сигнал в ключевом режиме?
- 6 Что такое «функционально полный набор» логических элементов?
- 7 Назовите основные режимы использования регистров.
- 8 В чем различие между асинхронными и синхронными счетчиками?
- 9 Что такое «полусумматор»?
- 10 В чем заключается связь между модулями цифровой системы через шину?

## 8 Современные приборы и методы для изучения явлений и эффектов физики

В любом физическом эксперименте имеют место сигналы, несущие информацию о свойствах исследуемого объекта. Эти сигналы, как правило, обрабатываются с помощью цифровых ЭВМ, а результат обработки часто удобно иметь в аналоговом виде. Актуален также вопрос регистрации слабых сигналов, маскируемых шумами. Рассмотрим примеры соответствующих устройств.

### 8.1 Цифро-аналоговые преобразователи

Передача информации от цифровых частей электронных схем к аналоговым осуществляется с помощью цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП). Здесь величина, которая задана двоичным (или двоично-десятичным) числом, преобразуется в пропорциональный уровень напряжения или тока (рисунок 8.1).

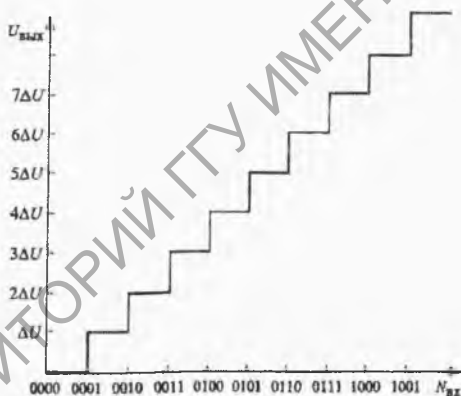


Рисунок 8.1 – Передаточная характеристика ЦАП

Передаточную характеристику, подобную показанной на рисунке 8.1, будет иметь аналоговый сумматор (рисунок 4.31), если сопротивления масштабирующих резисторов выбрать равными  $2^k R$  (рисунок 8.2), где  $k$  – номер разряда. При этом минимальная ступенька выходного напряже-

ния  $\Delta U = \frac{R_{o.c}}{R} U_{оп}$ . Выходное напряжение равно числу (в двоичном коде) на входе преобразователя, умноженному на напряжение  $\Delta U$  ступеньки. Учитывая, что ключи реальных схем выполняются на биполярных или полевых транзисторах, заметим, что сопротивление замкнутого ключа должно составлять менее чем  $1/2^n$  от сопротивления самого низкоомного резистора.

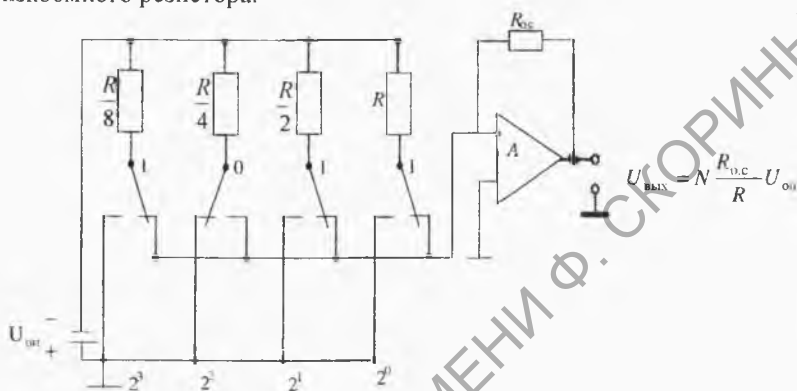


Рисунок 8.2 – ЦАП с двоично-взвешенными сопротивлениями; положение переключателей соответствует числу  $N = 11$

При разработке интегральных ЦАП наибольшие трудности представляет реализация высокоточных резисторов с сильно различающимися сопротивлениями. Поэтому задание весовых коэффициентов ступеней часто осуществляют посредством последовательного деления напряжения с помощью резистивной матрицы (рисунок 8.3). Источник опорного напряжения  $U_{оп}$  нагружен на постоянное сопротивление  $R$ . Выходное напряжение  $U_{вых}$  суммирующего усилителя определяется выражением:

$$U_{вых} = -R_{o.c} i_{o.c} = -U_{оп} \frac{R_{o.c}}{16R} (8z_3 + 4z_2 + 2z_1 + z_0) = U_{оп} \frac{R_{o.c}}{16R} z, \quad (8.1)$$

где  $z$  – входное число.

Принцип токовых переключателей используется преимущественно в ЦАП, реализуемых по биполярной технологии (например, К594ПА1). В быстродействующих ЦАП токовые переключатели реализуются на стандартных ЭСЛ-элементах (например, К1118ПА1).

В рассмотренных ЦАП (рисунки 8.2, 8.3) точность задаваемых значений токов сильно зависит от падения напряжения на ключах. От этого недостатка свободны преобразователи на переключателях тока (рисунок 8.4). Весовые токи  $I_0, 2I_0, \dots$  с помощью диодов переключаются либо в суммирующий узел, либо во внешнюю цепь, в зависимости от двоичного кода входного числа ( $z_0, z_1, \dots$ ). Поэтому выходное напряжение пропорционально входному числу. Внешний вывод опорного напряжения можно использовать для подачи на него аналогового напряжения (сигнала). Если второй сигнал подать в цифровой форме на входы разрядов, то на выходе ЦАП можно получить сигнал, пропорциональный произведению аналогового и цифрового сигналов. Такие преобразователи называют перемножающими ЦАП (ПЦАП). Как ПЦАП можно использовать любые ЦАП, имеющие внешний вывод опорного напряжения. Однако при этом напряжение входного аналогового сигнала может быть только однополярным. Для получения результата перемножения в двух квадрантах можно использовать двухполярный сигнал, и результат перемножения на КМОП ПЦАП можно получить в любом из четырех квадрантов.

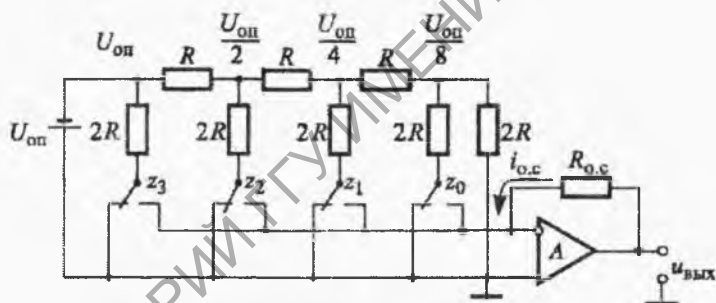


Рисунок 8.3 – ЦАП с матрицей типа R-2R

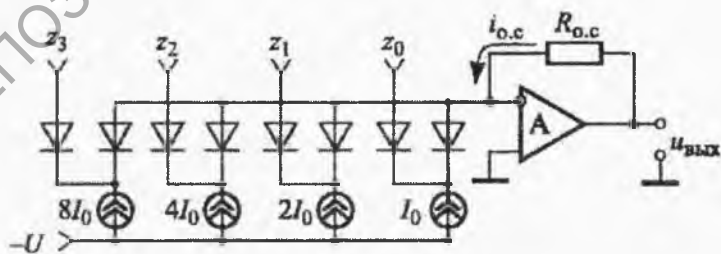


Рисунок 8.4 – ЦАП с переключателями тока

## 8.2 Аналого-цифровые преобразователи

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) преобразуют входное напряжение в пропорциональное ему число (рисунок 8.5). Выделяют три метода преобразования: параллельный, поразрядного взвешивания и последовательного счета.

По параллельному методу входное напряжение одновременно сравнивают с  $N$  опорными напряжениями и точно определяют, между какими двумя уровнями оно находится. При этом результат получают в один шаг.

По методу поразрядного взвешивания входное напряжение преобразуется в  $n$ -разрядное двоичное число за  $n$  шагов.

Метод последовательного счета самый медленный. Результат получается за  $N$  шагов, где  $N$  – число минимальных ступенек, укладываемых в преобразуемое напряжение. Имеются различные схемы решения этого метода, которые часто также называют методами.

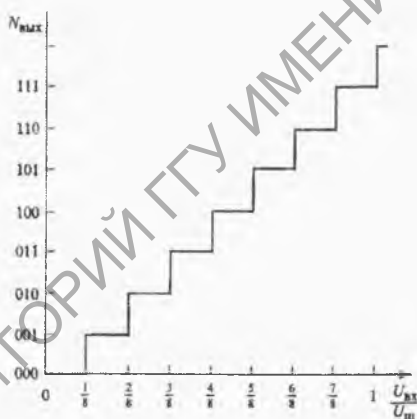


Рисунок 8.5 – Передаточная характеристика 3-разрядного АЦП

АЦП *параллельного кодирования* (рисунок 8.6) содержит  $N$  компараторов ( $K_1, K_2, \dots, K_N$ ), опорные входы которых подключены к делителю напряжения, задающему пороги срабатывания компараторов. Входное напряжение непрерывно сравнивается с опорными напряжениями компараторов. При этом все компараторы, пороги срабатывания которых находятся ниже уровня входного напряжения, имеют активное состояние. Акт преобразования фиксируется стробирующим импульсом ( $C$ ), по которому состояния компараторов заносятся в регистр. Вы-

ходной двоичный код формируется шифратором ( $CD$ ). Пример такого АЦП-интегральная схема К1107ПВ1, представляющая собой 6-разрядный АЦП параллельного действия. Она содержит 63 компаратора, шифратор и буферный регистр. Результат преобразования может быть представлен в прямом двоичном, обратном двоичном, прямом с дополнением до двух и обратном с дополнением до двух кодах. Время преобразования не превышает 0,1 мкс.

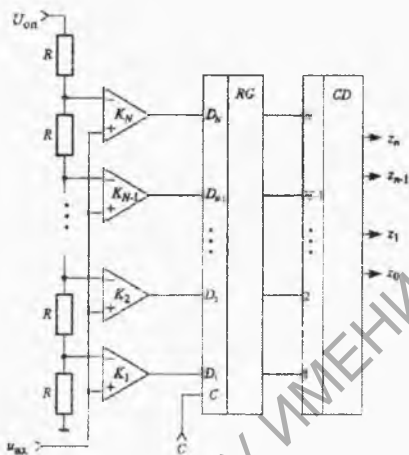


Рисунок 8.6 – АЦП параллельного кодирования ( $N = 2^n - 1$ )

*Метод поразрядного взвешивания* (последовательного приближения) получил наибольшее распространение, поскольку он обеспечивает высокое разрешение при большой скорости преобразования. В основе этого метода лежит сравнение выходного напряжения  $U(z)$  внутреннего ЦАП с входным напряжением  $U_{вх}$ . Результатом каждого сравнения является установление значения очередного разряда в регистре ЦП. Выработка  $n$ -разрядного двоичного слова занимает  $n$  фиксированных интервалов времени (тактов). Структурная схема и график работы такого АЦП показаны на рисунке 8.7. После сигнала «Пуск» первым тактовым импульсом старший разряд регистра блока управления устанавливается в единичное состояние ( $z = 100000$ ). Если результат сравнения  $U_{вх} > U(z)$ , то компаратор не срабатывает и в старшем разряде регистра остается «1». Вторым тактовым импульсом в состояние «1» устанавливается соседний младший разряд регистра  $z = 110000$ , и если  $U_{вх} > U(z)$ , это состояние регистра сохраняется до следующего такта.



Третий тактовый импульс устанавливает в регистре число  $z = 111000$ . В рассматриваемом на рисунке 8.8, б случае в результате сравнения выявилось, что  $U_{вх} < U(z)$ , поэтому выходной сигнал компаратора сбрасывает в «0» триггер третьего (со стороны старшего) разряда. К моменту поступления четвертого тактового импульса в регистре осталось число  $z = 110000$ . Четвертый тактовый импульс устанавливает в регистре число  $z = 110100$ . Происходит сравнение  $U_{вх}$  и  $U(z)$  и т. д.

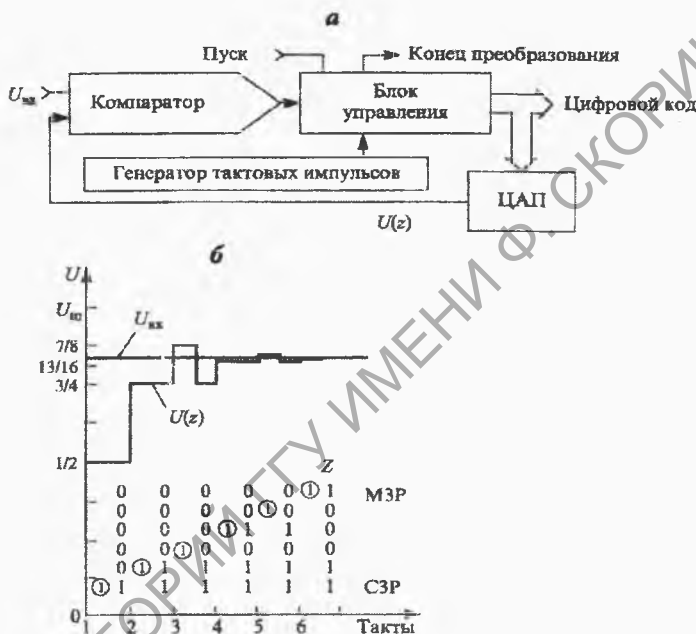


Рисунок 8.7 – Блок схема (а) и график работы (б) АЦП поразрядного взвешивания

После последнего такта (на рисунке 8.7 – шестого) блок управления выдает сигнал «Конец преобразования», и в регистре фиксируется результат преобразования (в нашем случае он равен 110001). Примером такого типа АЦП является интегральная микросхема АЦП последовательного приближения К1108ПВ1. Это 10-разрядный АЦП, работающий совместно с ТТЛ ЦИС и имеющий время преобразования не более 0,9 мкс.

*Метод последовательного счета* реализуется в нескольких вариантах.



Рисунок 8.8 – Следящий АЦП

Следящий АЦП (рисунок 8.8) состоит из реверсивного счетчика, ЦАП, компаратора, генератора тактовых импульсов и схемы управления реверсом счетчика. Входное напряжение  $U_{вх}$  непрерывно сравнивается с выходным напряжением  $U(z)$  ЦАП. Если  $U_{вх} > U(z)$ , счетчик работает в режиме сложения, благодаря чему  $U(z)$  приближается к входному напряжению. Как только  $U(z)$  становится больше входного напряжения, счетчик переключается на вычитание. Таким образом, в счетчике устанавливается число, эквивалентное входному напряжению. Младший разряд реверсивного счетчика постоянно флуктуирует, поэтому его можно не использовать при считывании выходного кода. Возможны варианты схемного решения следящего АЦП, когда при  $U(z) = U_{вх}$  счетчик останавливается [6].

На рисунке 8.9 приведена структурная схема простого АЦП.



Рисунок 8.9 – Структурная схема счетного АЦП

Параллельный выход двоичного счетчика соединен с входом ЦАП, который вырабатывает выходное напряжение  $U(z)$  ступенчатой формы, возрастающее с увеличением числа сосчитанных счетчиком импульсов. Компаратор сравнивает это напряжение с напряжением  $U_{вх}$  входного аналогового сигнала. До тех пор, пока  $U_{вх} > U(z)$ , выходное напряжение компаратора имеет высокий уровень. Как только напряжение  $U(z)$  становится выше входного напряжения  $U_{вх}$ , на выходе компаратора появляется низкий уровень, закрывающий вентиль «И». Этот же низкий уровень служит сигналом «Конец преобразования», разрешающим считывание параллельного выходного кода, эквивалентного входному напряжению. Следующий цикл преобразования начинается после сигнала «Сброс», очищающего счетчик.

*Интегрирующие* АЦП не содержат ЦАП. Существует несколько разновидностей интегрирующих преобразователей, но все они основаны на пилообразном изменении выходного напряжения интегратора  $U_{инт}$  под воздействием соответствующих сигналов. Наиболее известным интегрирующим преобразователем является АЦП с двойным интегрированием, обобщенная блок-схема которого приведена на рисунке 8.10. Устройство управления вход интегратора поочередно подключает либо к «земле», либо к источнику входного сигнала, либо к источнику опорного напряжения, а выход интегратора соединен с входом компаратора  $K_0$ , управляющего вентиляем «И» на входе счетчика. Устройство управления управляет также фиксацией выходного кода и другими логическими операциями. Как показано на рисунке 8.10, б, процесс преобразования осуществляется в три фазы.

В течение нулевой фазы происходит автоподстройка нуля (на схеме устройство не показано), в первой фазе – интегрирование входного напряжения  $U_{вх}$  в течение фиксированного интервала времени ( $T_1 = \text{const}$ ). В течение второй фазы происходит интегрирование опорного напряжения  $U_{оп}$ , знак которого противоположен знаку входного напряжения  $U_{вх}$ .

Продолжительность второй фазы интегрирования определяется моментом достижения выходного напряжения интегратора ( $U_{инт}$ ) нулевого значения:

$$U_{инт} = \frac{T_1}{RC} U_{вх} - \frac{T_2}{RC} U_{оп} = \frac{N_1 T_0}{RC} U_{вх} - \frac{N_2 T_0}{RC} U_{вх} - \frac{N_2 T_0}{RC} U_{оп} = 0, \quad (8.2)$$

откуда

$$N_2 = \frac{N_1}{U_{оп}} U_{вх}. \quad (8.3)$$

Число  $N_2$  и есть цифровой эквивалент входного напряжения.

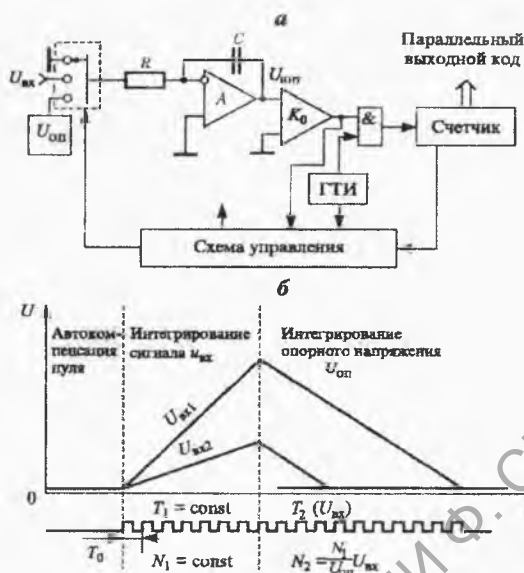


Рисунок 8.10 – Схема (а) и график работы (б) интегрирующего АЦП

Примером такого типа преобразователя является АЦП двойного интегрирования К572ПВ2. Эта БИС предназначена для построения цифровых вольтметров, поэтому информация на выходе АЦП представляется в семисегментном коде. Цифровой отсчет производится на 3,5-декадном индикаторе.

Особым видом высокоточных АЦП можно считать ИС, генерирующие на своем выходе последовательность импульсов с частотой, пропорциональной входному аналоговому сигналу (току или напряжению). Эти ИС часто называют преобразователями «напряжение – частота» (ПНЧ). Выпускается ПНЧ К1108ПП1, который преобразует положительные и отрицательные уровни напряжения  $\pm 10$  В в импульсы прямоугольной формы с калиброванной длительностью. ИС можно применить также для преобразования частоты в напряжение (ПЧН).

### 8.3 Устройство выборки-хранения

При преобразовании аналоговых сигналов в цифровые из аналогового сигнала делают выборки. Выборка состоит в том, что мгновенные значения

сигнала в определенные моменты фиксируются и запоминаются на время, необходимое для того, чтобы АЦП преобразовал эти значения в цифровой код. Эту функцию выполняет устройство выборки-хранения (УВХ).

Выходное напряжение УВХ в состоянии «выборка» («слежение») должно быть равно входному. В состоянии «хранение» («запоминание»)  $U_{\text{вых}}$  должно оставаться таким, каким оно было в момент переключения схемы с режима «выборка» в режим «хранение». Для этого, как показано на рисунке 8.11, а, можно использовать конденсатор  $C$ , заряжаемый через последовательный ключ ( $VT1$ ) до величины входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ . После переключения транзистора  $VT1$  в состоянии отсечки напряжение на конденсаторе  $C$  остается неизменным, если будет отсутствовать разрядный ток. Поэтому выходной повторитель напряжения ( $A_2$ ) должен иметь на входе полевой транзистор. Качество УВХ характеризуется скоростью изменения выходного напряжения в режиме хранения:

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta t} = \frac{I_y}{C}, \quad (8.4)$$

где  $I_y$  – ток утечки, разряжающий конденсатор.

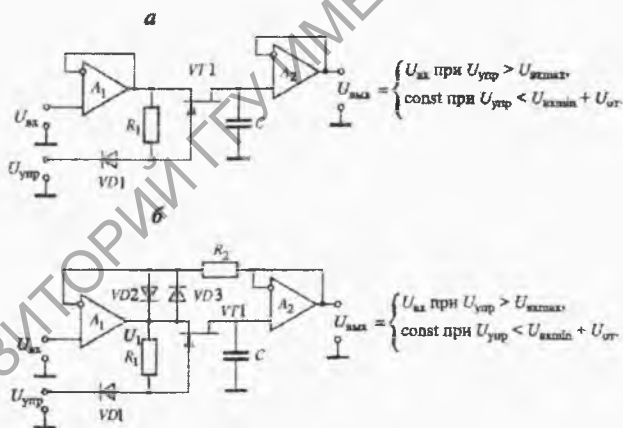


Рисунок 8.11 – Принципиальная схема устройства выборки-хранения без обратной связи (а) и с отрицательной обратной связью (б)

При заданном токе утечки скорость изменения фиксируемого напряжения можно уменьшить путем увеличения емкости  $C$ . Однако это увеличит время установления  $t_{\text{уст}}$  напряжения на конденсаторе в фазе выборки входного напряжения.

Дополнительным источником погрешности является то, что из-за конечного значения емкости «затвор-канал» ( $C_{зк}$ ) при запираании транзистора  $VT1$  от конденсатора отбирается некоторый заряд. Это обуславливает величину погрешности фиксации напряжения:

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{C_{зк}}{C} \Delta U_{\text{упр}}. \quad (8.5)$$

Так как  $C_{зк}$  составляет несколько пикофард, величина запоминающей емкости  $C$  должна быть не менее 1 нФ, чтобы погрешность была около 0,1 %.

Другой важной характеристикой УВХ является апертурная задержка  $t_a$ . Она определяется как время задержки между моментом подачи сигнала «Хранение» и фактическим запираением транзистора  $VT1$  последовательного ключа. Эта задержка подвержена значительным флуктуациям, которые называются ошибкой запаздывания  $\Delta t_a$  (апертурной ошибкой).

Характеристики УВХ улучшаются путем введения общей отрицательной обратной связи, охватывающей всю схему (рисунок 8.11, б). В состоянии «выборка» напряжение на выходе повторителя  $A_1$  устанавливается таким, что  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$ . При этом напряжение смещения, возникающее из-за наличия ключа ( $VT1$ ) и выходного повторителя ( $A_2$ ), сводится к нулю. Диоды  $VD2$  и  $VD3$  в этом состоянии не открываются, так как к ним приложено напряжение  $U_1 - U_{\text{вых}}$  равное небольшому смещению на  $VT1$  и  $A_2$ . После запираения транзистора  $VT1$  выходное напряжение остается неизменным. Резистор  $R_2$  и диоды  $VD2$  и  $VD3$  предотвращают насыщение операционного усилителя  $A_1$  в этом состоянии схемы. Эта цепь необходима для того, чтобы нормировать время  $t_{\text{уст}}$  при осуществлении очередной выборки.

Рассмотренная схема УВХ выпускается в виде ИС КР1100СК2. Она содержит два ОУ с высоким входным сопротивлением (более 10 МОм) и ключевую схему управления. Для завершения схемы (УВХ на рисунке 8.11, б) к ИС К1100СК2 необходимо подключить высококачественный конденсатор  $C$  с номинальной емкостью от 20 до 1000 пФ, определяемой временем хранения выбранного напряжения.

## 8.4 Амплитудные многоканальные анализаторы

Амплитудный многоканальный анализатор (рисунок 8.12, а) разрабатывался для исследования энергетических спектров излучения в ядерной физике. С помощью детекторов и усилителей энергия частицы (или гамма-кванта) преобразуется в импульс напряжения, амплитуда которо-

го пропорциональна энергии поглощенной в детекторе частицы. Спектр амплитуд импульсов соответствует энергетическому спектру исследуемого ядерного излучения.

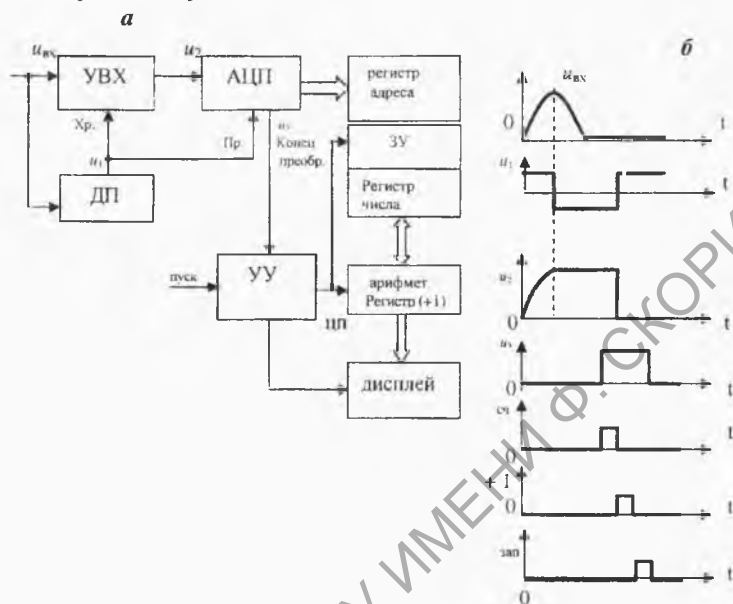


Рисунок 8.12 – Функциональная схема амплитудного многоканального анализатора (а) и временная диаграмма его работы в режиме статистического анализа амплитуд импульсов (б)

Сигнал «пуск» очищает запоминающее устройство (ЗУ) и все регистры анализатора, устанавливает в режим слежения устройство выборки-хранения (УВХ).

Импульс напряжения  $u_{вх}$  поступает одновременно на вход УВХ и на дискриминатор пика (ДП). В момент достижения напряжения импульса максимального значения ДП выдает логический импульс  $u_1$ , который переводит УВХ в режим хранения и разрешает аналого-цифровому преобразователю (АЦП) начать преобразование. В течение времени преобразования напряжение  $u_2$  на входе АЦП остается постоянным и равным амплитуде напряжения импульса  $u_{вх}$  (рисунок 8.12, б). После завершения преобразования АЦП выдает сигнал «конец преобразования»  $u_3$ , по которому устройство управления (УУ) запускает цикл памяти (ЦП): содержимое ячейки ЗУ, адрес которой задан выходным словом АЦП и соответ-

стствует амплитуде  $u_{\text{вх}}$ , считывается, передается в арифметический регистр и увеличенное на 1 записывается в ту же ячейку ЗУ. За определенный интервал времени работы анализатора в его ЗУ накапливается спектр амплитуд импульсов, который в виде гистограммы (рисунок 8.13, б) можно наблюдать на дисплее.

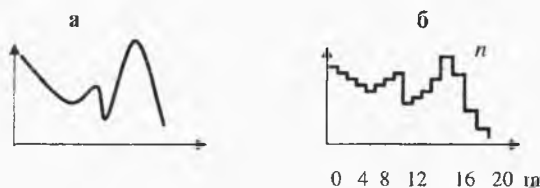


Рисунок 8.13 – Спектр амплитуд импульсов на выходе детектора (а) и гистограмма этого спектра (б),  $m$  – номер канала,  $n$  – число событий

Ширина канала анализатора равна шагу квантования ( $\Delta U$ ) АЦП. В настоящее время в основном выпускаются амплитудные анализаторы на несколько тысяч каналов (от 1024 до 4096). На случай, если такое число каналов избыточно, в современных амплитудных анализаторах предусмотрена возможность уменьшения числа каналов без изменения динамического диапазона измеряемых амплитуд.

Амплитудные анализаторы достаточно сложные и универсальные устройства. Они, как правило, имеют встроенные усилители входных импульсов, линейные дискриминаторы с регулируемым порогом, позволяющие отсекалть импульсы с амплитудами, выходящими за диапазон измерения, схемы совпадений и антисовпадений, позволяющие регистрировать предварительно отобранные сигналы. Для вывода данных анализаторы содержат электронно-лучевые трубки, системы записи информации на магнитные носители и т. п. Предусматриваются также различные автоматические режимы работы: по заданному времени, по заданному числу набранных событий, по «живому» времени. По существу анализатор представляет собой специализированную ЭВМ, работающую по нескольким жестко заданным программам. Современные анализаторы могут оснащаться встроенными микроЭВМ, которые позволяют не только осуществлять все названные выше режимы работы, но и производить обработку спектров.

Амплитудный многоканальный анализатор (АМА) используют также для анализа временных интервалов. Для этого на входе АМА устанавливают время-амплитудный преобразователь с соответствующими параметрами.

Рассмотренный выше режим работы АМА можно назвать *режимом*



статистического анализа. Измеряемая величина (амплитуда или время) распределяется по каналам в соответствии с кодом результатов измерения. Содержимое каждого канала (адреса) соответствует числу случаев, когда измеряемая величина приняла определенное значение ( $u_x \pm \Delta U/2$ ).

*Последовательный режим* состоит в записи в память результатов кодирования измеряемой величины по последовательным адресам, т. е. в память записывается цифровая копия входного аналогового сигнала. Особенно эффективно применение АМА в этом режиме для выделения повторяющегося сигнала, маскируемого шумом.

Функциональная схема амплитудного многоканального анализатора в режиме *синхронного суммирования* приведена на рисунке 8.14, а. Это многократно повторяющийся последовательный режим. Начало  $n$ -го цикла измерения задается импульсом, совпадающим по времени с повторяющимся воздействием, реакцией на которое является замаскированный шумом сигнал  $u_{вх} = u_c + u_{ш}$  (рисунок 8.14, б). С этого момента устройство управления (УУ) начинает выдавать стробирующие импульсы, управляющие работой АЦП. После каждого  $k$ -го импульса ( $k = 1, 2, \dots, M$ , где  $M$  – число каналов анализатора)  $n$ -го цикла на выходе АЦП (и на входе сумматора) появляется код мгновенного значения ( $a_{kn}$ ), замаскированного шумом сигнала; на втором входе сумматора в это время находится код суммы замаскированного шумом сигнала, накопленной в  $k$ -ой ячейке ЗУ за предыдущие  $n-1$  циклов:

$$\sum_{i=1}^{n-1} a_{ki}.$$

По сигналу «конец преобразования» УУ выдает команду занести в  $k$ -ю ячейку ЗУ новую сумму:

$$\sum_{i=1}^n a_{ki}.$$

После  $N$  циклов работы в ЗУ накапливается поканальная сумма напряжения  $N$ -кратно повторившегося регулярного сигнала  $Nu_c$ , т. е. усредненная цифровая копия аналогового сигнала. Напряжение шума суммировалось также  $N$ -кратно, но его сумма равна  $\sqrt{N}u_{ш}$ , т. к. шум является случайной величиной. Таким образом,  $N$ -кратное синхронное суммирование замаскированного шумом сигнала увеличивает отношение напряжения сигнала к напряжению шума в  $\sqrt{N}$  раз. Теория метода выделения повторяющегося сигнала, маскируемого шумом изложена в [8].

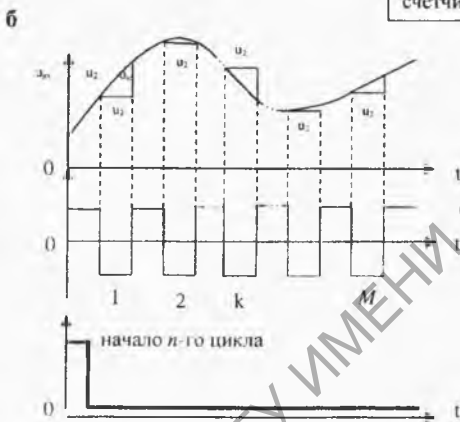
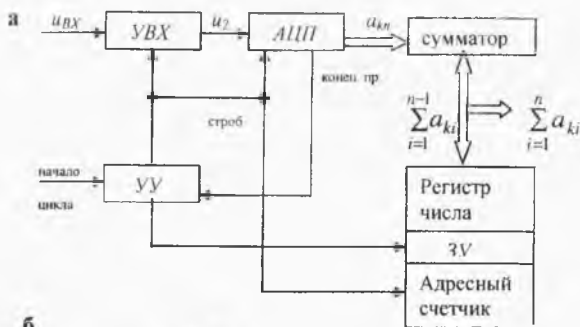


Рисунок 8.14 – Функциональная схема амплитудного многоканального анализатора в режиме синхронного суммирования (а) и временная диаграмма его работы (б)

## Контрольные задания и вопросы

- 1 Нарисуйте график передаточной характеристики трехразрядного цифро-аналогового преобразования.
- 2 Нарисуйте график передаточной характеристики трехразрядного аналого-цифрового преобразования.
- 3 Назовите несколько типов АЦП, опишите алгоритмы их работы.
- 4 Опишите работу амплитудного многоканального анализатора в режиме статистического анализа.
- 5 Опишите работу амплитудного многоканального анализатора в последовательном режиме синхронного суммирования.

## Литература

1 Ефимчик, М. К. Основы радиоэлектроники: для физ. спец. университетов / М. К. Ефимчик, С. С. Шушкевич. – 2-е изд., перераб. и доп. – Мн. : Изд-во «Университетское», 1986. – 303 с.

2 Программа дисциплины «Основы радиоэлектроники» специальности 2016, 2015, 1302 / сост. : М. К. Ефимчик, С. С. Шушкевич; отв. ред. Б. П. Бойко // Программы дисциплин по специальностям 2016 – Физика, 2015 – Астрономия, 0704 – Радиофизика и электроника, 0604 – Полупроводники и диэлектрики, 1302 – Астрономогеодезия : для гос. университетов. – М. : Изд-во Моск. ун-та, 1987. – 80 с.

3 Демиденко, О. М. Фронтальные лабораторные работы по электричеству и радиоэлектронике : учебное пособие / О. М. Демиденко, М. К. Ефимчик. – Гомель : УО «ГГУ им. Ф.Скорины», 2003. – 217 с.

4 Манаев, Е. И. Основы радиоэлектроники / Е. И. Манаев. – М. : Радио и связь, 1985. – 504 с.

5 Хоровиц, П. Искусство схемотехники : в 2 т. / П. Хоровиц, У. Хилл; пер. с англ.; под ред. М. В. Гальперина. – М. : Мир, 1983. – Т. 1. – 598 с.; Т. 2. – 590 с.

6 Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : справочник / У. Титце; К. Шенк; пер. с нем.; под ред. А. Г. Алексенко. – М. : Мир, 1982. – 512 с.

7 Гивоне, Д. Микропроцессоры и микрокомпьютеры: вводный курс / Д. Гивоне, Р. Россер; пер. с англ.; под ред. В. С. Штаркмана. – М. : Мир, 1983. – 463 с.

8 Макс, Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях : в 2 т. / Ж. Макс; пер. с франц. – М. : Мир, 1983. – Т. 1. – 312 с.; Т. 2. – 256 с.

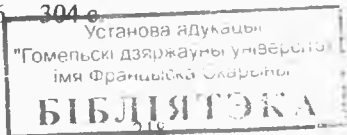
9 Соклоф, С. Аналоговые интегральные схемы / С. Соклоф; пер. с англ. – М. : Мир, 1988. – 583 с.

10 Фолкенберри, Л. Применения операционных усилителей и линейных ИС / Л. Фолкенберри; пер. с англ. – М. : Мир, 1985. – 572 с.

11 Гарет, П. Аналоговые устройства для микропроцессоров и мини-ЭВМ / П. Гарет; пер. с англ. – М. : Мир, 1981. – 268 с.

12 Отт, Г. Методы подавления шумов в электронных системах / Г. Отт; пер. с англ. – М. : Мир, 1979. – 317 с.

13. Ефимчик, М. К. Технические средства электронных систем: вводный курс : учебное пособие / М. К. Ефимчик. – 2-е изд., перераб. и доп. – Мн. : Тесей, 2006. – 304 с.



Учебное издание

**ДЕМИДЕНКО** Олег Михайлович  
**ЕФИМЧИК** Михаил Константинович

## ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Учебное пособие  
для студентов высших учебных заведений  
по специальности «Физика»

Редактор *В. И. Шкредова*  
Корректор *В. В. Калугина*

Лицензия № 02330/0133208 от 30.04.04.  
Подписано в печать 25.04.09. Формат 60x84 1/16.  
Бумага писчая №1. Гарнитура «Таймс». Усл. печ. л. 12,87.  
Уч.-изд. л. 13,75. Тираж 500 экз. Первый завод 100 экз. Заказ №33

*3215-00*

Отпечатано с оригинала-макета на ризографе  
учреждения образования  
«Гомельский государственный университет  
имени Франциска Скоринь»  
Лицензия № 02330/0150450 от 03.02.09.  
246019, г. Гомель, ул. Советская, 104