

**Министерство науки и высшего образования Российской Федерации**  
**Федеральное государственное бюджетное образовательное**  
**учреждение высшего образования**  
**«Тульский государственный университет»**

**Д. М. Шпрехер, Е. Б. Колесников, Е. И. Минаков,**  
**В. Е. Полевой, Г. В. Диденко**

## **ЭЛЕКТРОНИКА**

**Учебное пособие**

**Тула**  
**Издательство ТулГУ**  
**2020**

Шпрехер Д.М. Электроника: учебное пособие / Д.М. Шпрехер, Е.Б. Колесников, Е.И. Минаков, В.Е. Полевой; Г.В. Диденко. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2020. – 261 с.

Об авторах:

Шпрехер Д.М. – доктор технических наук, профессор, доцент кафедры «Электротехника и электрооборудование» ФГБОУ ВО «ТулГУ».

Колесников Е.Б. – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры «Электроснабжение» ГОУ ВПО «РХТУ им. Д.И. Менделеева», Новомосковский институт (филиал).

Минаков Е.И. – доктор технических наук, доцент, профессор кафедры «Радиоэлектроника» ФГБОУ ВО «ТулГУ».

Полевой В.Е. – кандидат технических наук, профессор, профессор кафедры «Электротехника и электрооборудование» ФГБОУ ВО «ТулГУ».

Диденко Г.В. – студент кафедры «Электротехника и электрооборудование» ФГБОУ ВО «ТулГУ».

Рассмотрены основные компоненты электронных устройств, источники вторичного электропитания, усилители электрических сигналов, аналоговые преобразователи электрических сигналов, генераторы гармонических сигналов, импульсные устройства, логические и цифровые устройства. Приведены методики и примеры решения задач. Представлены варианты заданий для самостоятельной работы студентов, а также алгоритм её выполнения.

Предназначено для студентов очной и заочной форм обучения, обучающихся по направлению подготовки бакалавриата 13.03.02 – Электроэнергетика и электротехника.

Библиогр.

Печатается по решению библиотечно-издательского совета  
Тулльского государственного университета

© Шпрехер Д.М., Колесников Е.Б., Минаков Е.И.,

© Полевой В.Е., Диденко Г. 2020

ISBN

© Издательство ТулГУ, 2020

## Оглавление

1 ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ.....	5
1.1 Резисторы .....	5
1.1.1 Электрические параметры резисторов .....	5
1.1.2 Основные применения резисторов .....	10
1.2 Конденсаторы.....	13
1.2.1 Основные параметры конденсатора .....	13
1.2.2 Основные применения конденсаторов .....	16
1.3 Трансформаторы, дроссели и катушки индуктивности.....	23
1.3.1 Катушки индуктивности .....	23
1.3.2 Трансформатор .....	25
1.4 Полупроводниковые приборы.....	31
1.4.1 Примесный полупроводник .....	31
1.4.2 Полупроводниковые диоды .....	34
1.4.3 Варикапы.....	42
1.4.4 Туннельные диоды .....	43
1.4.5 Стабилитроны и стабилитроны .....	47
1.4.6 Варисторы .....	51
1.4.7 Терморезистор .....	53
1.4.8 Транзисторы.....	54
1.4.9 Тиристоры .....	72
1.5 Интегральные микросхемы .....	80
2 ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ .....	85
2.1 Основные параметры источников вторичного электропитания .....	85
2.1 Типовые структуры источников вторичного электропитания .....	85
2.3 Полупроводниковые выпрямители .....	88
2.3.1 Неуправляемые выпрямители .....	89
2.3.2 Управляемые выпрямители.....	104
3 СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ .....	108
3.1 Простейшие индуктивный $L$ - и емкостный $C$ -фильтры .....	108
3.1.1 Индуктивный фильтр ( $L$ -фильтр) .....	108
3.1.2 Емкостный фильтр ( $C$ -фильтр) .....	110
3.2 $\Gamma$ -образные фильтры .....	113
3.3 $\Pi$ -образные фильтры .....	114
3.4 Электронные фильтры .....	115
4 СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ .....	119
4.1 Параметрический стабилизатор напряжения .....	121
4.2 Компенсационный стабилизатор напряжения .....	124
5 УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ.....	135
5.1 Общие сведения .....	135
5.4 Широкополосные усилители.....	147
5.4.1 Сквозная динамическая характеристика .....	148

5.4.2	Режимы работы усилительного элемента в схеме .....	148
5.5	Усилительный каскад с общим эмиттером .....	155
5.5.1	Температурная стабилизация усилительного каскада с общим эмиттером .....	158
5.6	Операционный усилитель.....	160
5.6.1	Общие сведения и классификация.....	160
5.6.2	Основные параметры операционного усилителя.....	161
5.6.3	Основные свойства идеального операционного усилителя .....	164
6	УСИЛИТЕЛИ НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ .....	165
6.1	Инвертирующий усилитель.....	165
6.2	Неинвертирующий усилитель .....	169
7	АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ	174
7.1	Сумматоры напряжений на операционном усилителе .....	174
7.1.1	Инвертирующий сумматор .....	174
7.1.2	Неинвертирующий сумматор.....	175
7.2	Интегратор на операционном усилителе.....	178
7.3	Дифференциатор на операционном усилителе .....	181
8	АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ .....	184
9	ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ ..	186
9.1	Компаратор напряжения.....	186
9.2	Триггер Шмитта.....	188
9.3	Мультивибратор.....	191
9.3.1	Симметричный мультивибратор.....	191
9.4	Одновибратор.....	194
10	ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ .....	198
10.1	Условия самовозбуждения автогенераторов .....	198
10.2	Автогенератор с фазосдвигающей $RC$ -цепью .....	199
10.3	Автогенератор с мостом Вина.....	203
11	ЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЦИФРОВОЙ ТЕХНИКИ.....	206
11.1	Логические функции и законы алгебры логики .....	206
11.2	Логические элементы .....	209
11.3	Триггеры.....	217
12	КУРСОВАЯ РАБОТА ПО ДИСЦИПЛИНЕ «ЭЛЕКТРОНИКА».....	231
12.2	Общие требования к оформлению пояснительной записки .....	233
12.3	Порядок расчёта усилительного устройства .....	236
12.2	Порядок расчёта стабилизатора напряжения .....	243
12.3	Порядок расчёта выпрямителя .....	248
	БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК .....	252

# 1 ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

## 1.1 Резисторы

Резисторы относятся к пассивным электронным элементам, основными функциями которых являются перераспределение и регулирование электрической энергии между элементами радиоэлектронных устройств (РЭУ). Условные графические обозначения резисторов на принципиальных электрических схемах приведены на рис. 1.1.

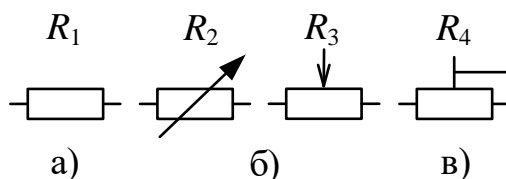


Рис. 1.1. Условные графические обозначения резисторов:

- а) постоянный; б) переменные регулировочные;  
в) переменный подстроечный

### 1.1.1 Электрические параметры резисторов

Основными электрическими параметрами резисторов, подлежащих контролю в технической диагностике, являются:

- номинальное сопротивление (номинал);
- допустимое отклонение от номинала (допуск);
- номинальная мощность;
- температурный коэффициент сопротивления ТКС (TKR).

1) номинальное сопротивление (номинал) –  $R_n$ , Ом;

2) допустимое отклонение величины сопротивления от номинального значения (допуск), которое согласно ГОСТ 9664-74 может изменяться от  $\pm 0.001\%$  до  $\pm 30\%$ ;

3) номинальная мощность –  $P_n$ , Вт;

4) температурный коэффициент сопротивления, определяемый как частное от деления относительного приращения сопротивления к разности температур, вызвавшей это изменение сопротивления.

$$\alpha = \frac{\Delta R}{R_0 \cdot \Delta T} = \left[ \frac{1}{0 \text{ } ^\circ\text{C}} \right].$$

У переменных резисторов дополнительно контролируются:

1) функциональная характеристика  $R=F(x)$ , где  $x$  – линейное или угловое перемещение подвижной системы переменного резистора;

2) разрешающая способность, определяющаяся как наименьшее угловое или линейное перемещение подвижной части потенциометра, при котором можно различить изменение его выходного сопротивления;

3) шумы скольжения – напряжение, возникающее при перемещении подвижного контакта по резистивному элементу.

Электрические параметры резисторов во многом определяются материалом резистивного элемента:

- проволочные (высокоомная проволока) отличаются высокой стабильностью, малым уровнем собственных шумов, большой рассеиваемой мощностью, высокой точностью сопротивления, большими значениями паразитных реактивных параметров;

- непроволочные (пленки или объемные композиции с высоким удельным сопротивлением) характеризуются сильной зависимостью электрических параметров от материала резистивного элемента.

При рассмотрении схем будем считать, что резисторы частотно независимые элементы (их сопротивление не зависит от частоты). Единица измерения сопротивления – Ом.

**Номинальные сопротивления** отечественных резисторов составляют от  $10^{-1}$  до  $10^{12}$  Ом. В связи с широким диапазоном номинальных сопротивлений резисторов существуют производные от Ом единицы измерения:

$$1 \text{ кОм} = 10^3 \text{ Ом}; 1 \text{ Мом} = 10^6 \text{ Ом}; 1 \text{ ГОм} = 10^9 \text{ Ом}; 1 \text{ ТОм} = 10^{12} \text{ Ом}.$$

В России согласно ГОСТ 2825-67 для постоянных резисторов установлено шесть рядов номинальных сопротивлений: E6; E12; E24; E48; E96; E192, а для переменных резисторов в соответствии с ГОСТ 10318-80 установлен ряд E6.

Ряды E представляют собой десятичные ряды геометрической прогрессии со знаменателем прогрессии:

$$q_N = \sqrt[N]{10}, \text{ для ряда EN.}$$

Число, стоящее после символа E, определяет количество номинальных величин в каждой декаде ряда.

Резисторы изготавливают с номинальными сопротивлениями, соответствующими одному из числовых коэффициентов ряда, умноженному на  $10^n$ , где  $n$  – целое положительное или отрицательное число.

Так, например, для ряда E6 числовые коэффициенты равны 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8.

Пример для номинальных рядов E6, E12 и E24.

Каждый ряд соответствует определённому допуску в номиналах деталей. Так, детали из ряда Е6 имеют допустимое отклонение от номинала  $\pm 20\%$ , из ряда Е12 —  $\pm 10\%$ , из ряда Е24 —  $\pm 5\%$ . Собственно, ряды устроены таким образом, что следующее значение отличается от предыдущего чуть меньше, чем на двойной допуск.

Значения номиналов для некоторых рядов Е3, Е6, Е12, Е24 приведены в таблице 1.1

**Допустимое отклонение от номинала** нормализовано согласно ГОСТ 9664-74 и соответствует ряду  $\pm 0,001$ ;  $\pm 0,002$ ;  $\pm 0,005$ ;  $\pm 0,01$ ;  $\pm 0,02$ ;  $\pm 0,05$ ;  $\pm 0,1$ ;  $\pm 0,2$ ;  $\pm 0,5$ ;  $\pm 1,0$ ;  $\pm 2,0$ ;  $\pm 5,0$ ;  $\pm 10$ ;  $\pm 20$ ;  $\pm 30\%$ .

**Номинальная мощность** — максимальная мощность, на которую рассчитан резистор, при длительной его работе без изменения его параметров в течение гарантийного срока службы.

Номинальная мощность рассеивания также нормализована в соответствии с ГОСТ 24013-80 и соответствует ряду 0,01; 0,025; 0,05; 0,062; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3; 4; 5; 8; 10; 16; 25; 40; 63; 80; 100; 160; 250; 500; 630; 800; 1000 Вт

Таблица 1.1

Значения номиналов для некоторых рядов Е3, Е6, Е12, Е24

Е3 $\pm 30\%$	Е6 $\pm 20\%$	Е12 $\pm 10\%$	Е24 $\pm 5\%$	Е3 $\pm 30\%$	Е6 $\pm 20\%$	Е12 $\pm 10\%$	Е24 $\pm 5\%$
1,0	1,0	1,0	1,0		3,3	3,3	3,3
			1,1				3,6
		1,2	1,2			3,9	3,9
			1,3				4,3
	1,5	1,5	1,5	4,7	4,7	4,7	4,7
			1,6				5,1
		1,8	1,8			5,6	5,6
			2,0				6,2
2,2	2,2	2,2	2,2		6,8	6,8	6,8
			2,4				7,5
		2,7	2,7			8,2	8,2
			3,0				9,1

Из таблицы 1.1 видно, что ряд Е12 получается вычёркиванием из ряда Е24 каждого второго номинала, аналогично, Е6 получается вычёркиванием из Е12 каждого второго номинала.

**Температурный коэффициент сопротивления** — величина, характеризующая относительное изменение сопротивления резистора при изменении температуры на  $1^\circ\text{C}$ .

В соответствии с действующей системой условное обозначение резисторов (ГОСТ 10318-80) состоит из следующих элементов:

*первый элемент* – буква или сочетание букв, обозначающие подкласс резисторов: Р – резисторы постоянные; РП – резисторы переменные; НР – наборы резисторов;

*второй элемент* – цифра, обозначающая группу резисторов по материалу резистивного элемента: 1 – непроволочные; 2 – проволочные или металлофольговые

*третий элемент* – регистрационный номер конкретного типа резистора (между вторым и третьим элементами ставится дефис);

*четвертый элемент* – номинальная мощность в Вт;

*пятый элемент* – номинальное сопротивление и буквенное обозначение единицы измерения (Ом, кОм, МОм, ГОм, ТОм) ;

*шестой элемент* – допустимое отклонение от номинала в % .

Примеры обозначений.

Постоянный непроволочный резистор с регистрационным номером 4, номинальной мощностью 0,5 Вт, номинальным сопротивлением 10 кОм, с допуском  $\pm 1\%$  обозначается

Р1-4 – 0,5-10 кОм  $\pm 1\%$ .

Переменный непроволочный резистор с регистрационным номером 33, с параметрами в указанной выше последовательности обозначается

РП1-33 – 0,125-3,3 кОм  $\pm 20\%$ .

По существовавшей ранее системе (ГОСТ 13453-68) условное обозначение резисторов состоит из следующих элементов:

*первый элемент* – буква или сочетание букв, обозначающие подкласс резистора: С – резисторы постоянные; СП – резисторы переменные;

*второй элемент* – цифра, обозначающая разновидность резистора по типу проводящего элемента: 1 – непроволочные тонкослойные углеродистые и бороуглеродистые; 2 – непроволочные тонкослойные металлопленочные и металлооксидные; 3 – непроволочные композиционные пленочные; 4 – непроволочные композиционные объемные; 5 – проволочные; 6 – непроволочные тонкослойные металлизированные;

*третий элемент* – регистрационный номер конкретного типа резистора (между вторым и третьим элементами ставится дефис);

*четвертый элемент* – номинальная мощность в Вт;

*пятый элемент* – номинальное сопротивление и буквенное обозначение единицы измерения (Ом, кОм, МОм, ГОм, ТОм);

*шестой элемент* – допустимое отклонение от номинала в %.

Примеры обозначений.



Постоянный непроволочный тонкослойный металлопленочный резистор с регистрационным номером 33, номинальной мощностью 0,25 Вт, номинальным сопротивлением 4,7 кОм, с допуском  $\pm 10\%$  обозначается:

C2-33 – 0,25-4,7 кОм  $\pm 10\%$ .

Переменный непроволочный композиционный пленочный резистор с регистрационным номером 30, с параметрами в указанной выше последовательности обозначается:

СПЗ-30 – 0,125-220 Ом  $\pm 20\%$ .

Номиналы и допуски малогабаритных резисторов обозначают в соответствии с буквенной системой кодирования. Номиналы кодируются следующими буквами (в скобках приведена отечественная кодировка): R(E) – Ом; K(K) –  $10^3$  Ом = кОм; M(M) –  $10^6$  Ом = МОм; G(Г) –  $10^9$  Ом = ГОм; T(T) –  $10^{12}$  Ом = ТОм.

Кодированные обозначения наиболее распространенных допусков приведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2

Кодированные обозначения допустимых отклонений

Допуск, %	$\pm 0,1$	$\pm 0,25$	$\pm 0,5$	$\pm 1,0$	$\pm 2,0$	$\pm 5,0$	$\pm 10$	$\pm 20$	$\pm 30$
Код. обозн.	В	С	Д	Е	Г	И	К	М	Н
Код. обозн. (отеч.)	Ж	У	Д	Р	Л	И	С	В	Ф

Если номинал резистора выражается целым числом, то буквенное обозначение номинала пишется после него.

Если номинал резистора число дробное, то буквенное обозначение его величины ставится вместо запятой.

Если номинал резистора выражается десятичной дробью с нулем впереди, то вместо нуля целых и запятой впереди числа ставится буквенное обозначение его величины.

Буквенное обозначение допуска ставится после обозначения номинала.

Примеры маркировки:

47 ЕК – 47 Ом  $\pm 10\%$ ; 51 КМ – 51 кОм  $\pm 20\%$ ;

2К2Е – 2,2 кОм  $\pm 1\%$ ; 9М1К – 9,1 МОм  $\pm 10\%$ ;

К33Г – 330 Ом  $\pm 2\%$ ; М15Д – 150 кОм  $\pm 0,5\%$ .

На постоянных резисторах в соответствии с ГОСТ 17598-72 допускается кодировка номиналов и допусков с помощью цветных полос или точек.

### 1.1.2 Основные применения резисторов

1. Использование резисторов для построения делителей напряжения (рис. 1.2).

Выходное напряжение делителя  $U_{\text{ВЫХ}}$  прямо пропорционально произведению входного напряжения  $U_{\text{ВХ}}$  на коэффициент передачи напряжения  $K=R_2/(R_1+R_2)$ . Данная формула для  $K$  является справедливой, если ток нагрузки (выходной ток делителя)  $I_{\text{Н}}$  меньше тока, протекающего через делитель  $I_{\text{Д}}$  минимум в три раза:  $I_{\text{Д}} \geq (3-5)I_{\text{Н}}$ .

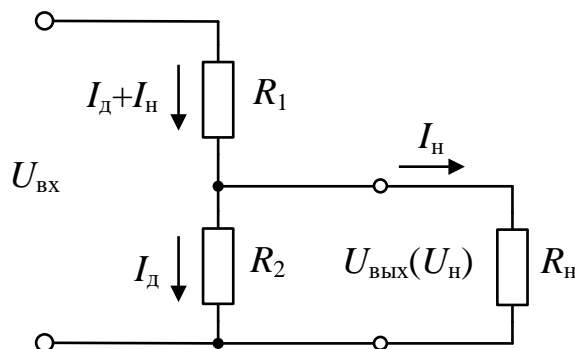


Рис. 1.2. Схема делителя напряжения

На рис. 1.3 представлены две схемы делителя с регулируемым коэффициентом передачи напряжения ( $K=\text{var}$ ).

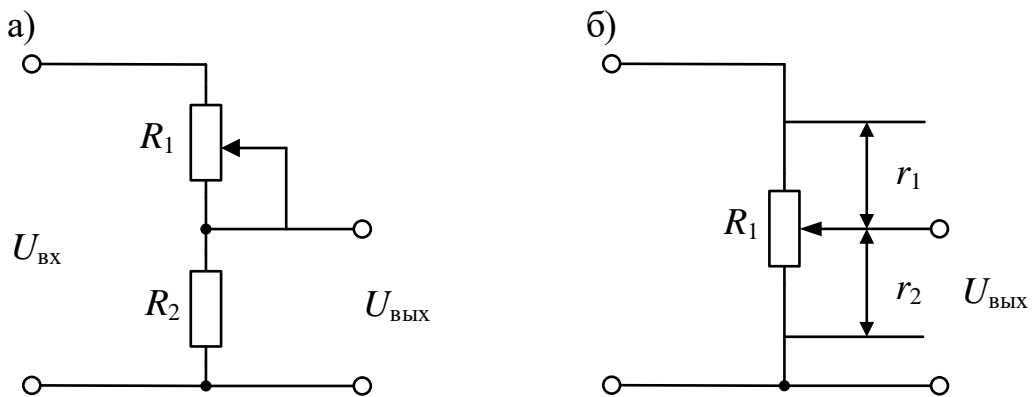


Рис.1.3. Делители напряжения с регулируемым коэффициентом передачи напряжения: а) схема с переменным и постоянным резистором;  
б) схема с одним переменным резистором

Изменение  $K$  происходит вследствие изменения величины сопротивления  $R_1$ . В схеме, рис.1.3.б, также можно выделить два «резистора»:  $r_1$  (сопротивление между подвижным контактом (щеткой) переменного резистора и верхним по схеме выводом резистора  $R_1$ );  $r_2$  (сопротивление между щеткой переменного резистора и нижним по схеме выводом резистора  $R_1$ ).

2. Использование резистора в качестве ограничения тока нагрузки (рис. 1.4).

В ряде случаев требуется ограничить ток, протекающий через какую-либо нагрузку  $R_H$ . Нагрузкой может быть какое-либо РЭУ, функциональный узел, часть схемы и т.п. Рассмотрим схему, рис. 1.4.б. Светодиод  $VD_1$  является световым индикатором подачи напряжения питания на некоторое устройство. В рабочем режиме ток, протекающий через  $VD_1$  должен быть в пределах  $I_d$  от 5 до 20 мА. Если ток  $I_{vd}$  превысит величину 20 мА, светодиод может выйти из строя. При этом напряжение на  $VD_1$  не должно превышать 2 В. Пусть, например, требуется обеспечить  $I_{vd} = 15$  мА,  $U_{vd} = 1,5$  В при  $U_{вх} = 15$  В. Тогда  $R_{огр} = (15 \text{ В} - 1,5 \text{ В}) / 15 \text{ мА} = 900 \text{ Ом}$ .

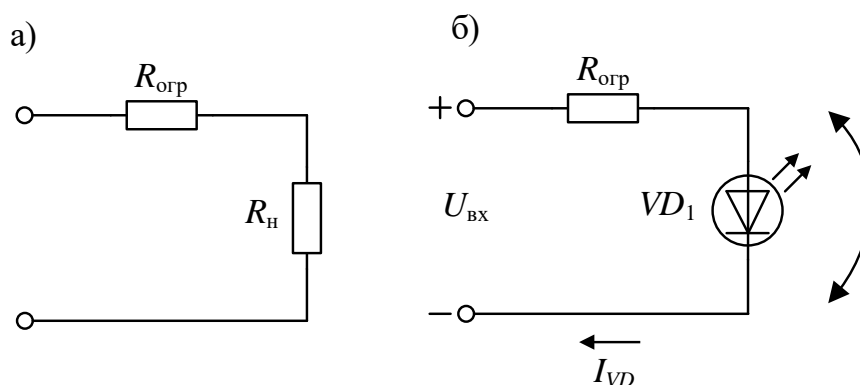


Рис.1.4. Ограничение тока нагрузки с помощью резистора:

а) общая схема; б) ограничение тока, протекающего через светодиод

3. Использование резисторов для построения преобразователей тока в напряжение и напряжения в ток. Если через резистор протекает ток, то на нем выделяется (падает) напряжение, прямо пропорциональное величине этого тока. В случае приложения к резистору напряжения, через него протекает ток, величина которого прямо пропорциональна приложенному напряжению.

Использование резистора в качестве «датчика» тока показано на рис. 1.5.

Необходимо иметь информацию о токе, потребляемом какой-либо нагрузкой. На резисторе  $R_{дт}$  рис. 1.5, падает напряжение  $I_H \cdot R_{дт}$ . Это напряжение довольно просто преобразовать, например, в двоичный код с помощью типового аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и передать в компьютер. Сопротивление  $R_{дт}$  должно быть достаточно малым для того, чтобы не допустить бесполезной потери мощности на нем. С другой стороны, сопротивление  $R_{дт}$  должно быть точно заданным.

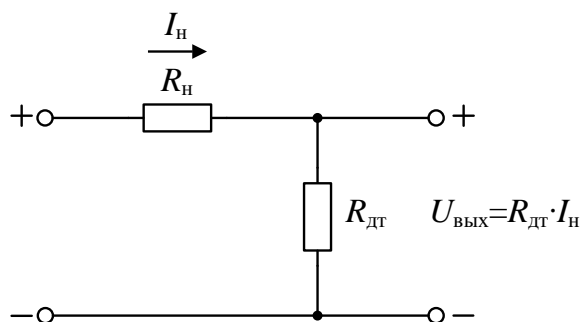


Рис. 1.5. Использование резистора в качестве датчика тока

#### 4. Специальные применения полупроводниковых резисторов.

Наибольшее распространение имеют три типа полупроводниковых резисторов: терморезисторы (сопротивление в значительной степени зависит от температуры); фоторезисторы (сопротивление определяется световым потоком, падающим на резистивный элемент); варисторы (сопротивления с нелинейной вольт-амперной характеристикой).

Резисторы первых двух типов используют в качестве датчиков температуры и освещенности (светового потока) соответственно (рис. 1.6).

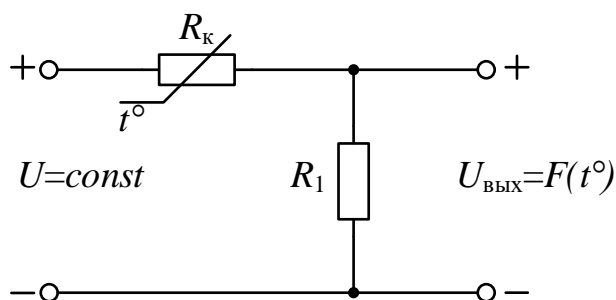


Рис.1.6. Датчик температуры на терморезисторе

Варисторы применяют для стабилизации или ограничения напряжения на каком-либо участке электрической цепи (рис.1.7).

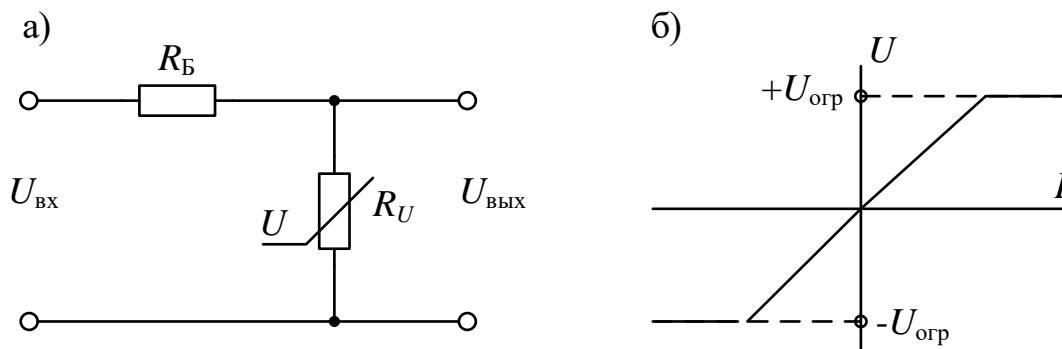


Рис.1.7 Использование варистора для стабилизации или ограничения напряжения: а) схема включения; б) вольтамперная характеристика варистора

Как видно из рис.1.7.б, напряжение на варисторе не может превысить предельного значения  $+U_{огр}$  или  $-U_{огр}$ . Поэтому в схеме, рис.1.7.а, выходное напряжение не превышает величины напряжения ограничения для данного варистора. Режим стабилизации напряжения наступает в случае, если входное напряжение превысит величину предельного значения. Излишек напряжения при этом будет выделяться на балластном резисторе  $R_B$ .

## 1.2 Конденсаторы

Электрический конденсатор – это компонент электронной аппаратуры, предназначенный для создания реактивного емкостного сопротивления, для разделения токов по частоте и накопления электрической энергии.

Конденсаторы подразделяются на постоянные, переменные и подстроечные.

Условные графические обозначения конденсаторов на принципиальных электрических схемах приведены на рис. 1.8.

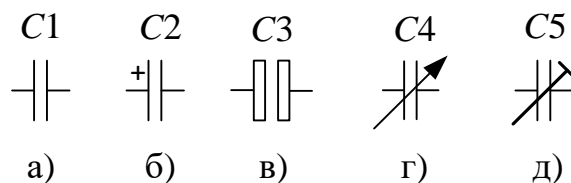


Рис. 1.8. Условные графические обозначения конденсаторов:

- а) постоянной емкости; б) электролитический полярный; в) электролитический неполярный; г) переменный; д) подстроечный

Конденсаторы – частотно зависимые элементы (их емкостное сопротивление зависит от частоты  $f$ . Величина сопротивления определяется из выражения:  $X_C = 1/2\pi fC$ . Единица измерения ёмкости – Фарада (Ф).

### 1.2.1 Основные параметры конденсатора

Основными электрическими параметрами конденсаторов, подлежащих контролю в технической диагностике, являются:

- номинальная емкость (номинал);
- допустимое отклонение от номинала (допуск);
- номинальное напряжение;
- температурный коэффициент емкости ТКЕ (ТКС).

**Номинальная емкость** конденсатора указывается в долях фарад:  $1 \text{ мкФ} = 10^{-6} \text{ Ф}$ ;  $1 \text{ нФ} = 10^{-9} \text{ Ф}$ ;  $1 \text{ пФ} = 10^{-12} \text{ Ф}$ .

Для конденсаторов установлено семь рядов номинальных емкостей: E3; E6; E12; E24; E48; E96; E192.

**Допустимое отклонение от номинала** нормализовано согласно ГОСТ 9661-73 и соответствует ряду  $\pm 0,1$ ;  $\pm 0,2$ ;  $\pm 0,5$ ;  $\pm 1,0$ ;  $\pm 2,0$ ;  $\pm 5,0$ ;  $\pm 10$ ;  $\pm 20$ ;  $\pm 30$  %. Для электролитических конденсаторов – (0+50); (–10+30); (–10+50); (–10+100); (–20+50); (–20+80) %.

**Номинальное напряжение** – максимальное напряжение, на которое рассчитан конденсатор, при длительной его работе без изменения его параметров в течение гарантийного срока службы.

Значения номинальных напряжений конденсаторов согласно ГОСТ 9665-77 устанавливается в соответствии с рядом 1; 1,6; 2,5; 3,2; 4; 6,3; 10; 16; 20; 25; 32; 40; 50; 63; 80; 100; 125; 160; 200; 250; 315; 350; 400; 450; 500; 630; 800; 1000 В.

**Температурный коэффициент емкости** – величина, характеризующая относительное изменение емкости конденсатора при изменении температуры на 1°С.

В соответствии с действующей системой условное обозначение конденсаторов состоит из следующих элементов:

*первый элемент* – буква или сочетание букв, обозначающие подкласс конденсатора: К – постоянной емкости; КТ – подстроечные; КП – переменной емкости;

*второй элемент* – число, обозначающая группу конденсатора по материалу диэлектрика:

- 10, 15 – керамические;
- 21, 22 – стеклянные и стеклокерамические;
- 26 – тонкопленочные;
- 31, 32 – слюдяные;
- 40 – 42 – бумажные;
- 50 – 52 – оксидно-электролитические и оксидные;
- 53 – оксидно-полупроводниковые;
- 60, 61 – воздушные и вакуумные;
- 70, 71 – полистирольные;
- 72 – фторопластовые;
- 73, 74 – полиэтилентерефталатные;
- 75 – комбинированные;
- 76 – лакопленочные;
- 77, 78 – поликарбонатные и полипропиленовые.

Для подстроечных и конденсаторов переменной емкости второй элемент

1 – вакуумные;

- 2 – с воздушным диэлектриком;
- 3 – с газообразным диэлектриком;
- 4 – с твердым диэлектриком;

*третий элемент* – порядковый номер разработки (между вторым и третьим элементами ставится дефис).

В состав второго и третьего элементов в отдельных случаях может входить также буквенное обозначение;

*четвертый элемент* – номинальное напряжение или группа ТКЕ для керамических, стеклокерамических и стеклянных конденсаторов (номинальное зашифровано во втором и третьем элементах обозначения).

В обозначении ТКЕ буквы означают его знак (М – минус, П – плюс, МП – близкое к нулю), а число указывает значение ТКЕ, например П100 (ТКЕ =  $+100 \times 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ ), М750 (ТКЕ =  $-750 \times 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ ). Буква Н указывает на то, что ТКЕ не нормируется, а число после нее – на возможное изменение емкости, например Н20 (изменение емкости не более  $\pm 20\%$ );

*пятый элемент* – номинальная емкость и буквенное обозначение единицы измерения (пФ; мкФ; Ф);

*шестой элемент* – допустимое отклонение от номинала в %.

Примеры обозначений.

Керамический конденсатор постоянной емкости на номинальное напряжение до 1600 В с номером разработки 7, группы ТКЕ М47, номинальной емкостью 27 пФ, с допуском  $\pm 10\%$  обозначается

К10-7 – М47 – 27пФ  $\pm 10\%$ .

Конденсатор полиэтилентерефталатный постоянной емкости с номером разработки 17 на номинальное напряжение 63 В, номинальной емкостью 0,33 мкФ, с допуском  $\pm 20\%$  обозначается

К73-17 – 63В – 0,33 мкФ  $\pm 20\%$ .

Конденсатор оксидно-электролитический постоянной емкости с номером разработки 24 на номинальное напряжение 16 В, номинальной емкостью 1000 мкФ, с допуском  $(-50+20)\%$  обозначается

К50-24 – 16В – 1000 мкФ  $(-50+20)\%$ .

Номиналы и допуски малогабаритных конденсаторов обозначают в соответствии с буквенной системой кодирования. Номиналы

кодируются следующими буквами (в скобках приведена отечественная кодировка): F(Ф) – фарад;  $\mu$ (М) –  $10^{-6}$  Ф – микрофарад; n(Н) –  $10^{-9}$  Ф – нанофарад; p(П) –  $10^{-12}$  Ф – пикофарад.

Кодированное обозначение допуска электролитических конденсаторов приведено в табл. 1.3, остальных – в табл.1.1.

Таблица 1.3

## Кодированные обозначения допустимых отклонений

Допуск, %	(-10+30)	(-10+50)	(-10+100)	(-20+50)	(-20+80)
Код. обозн.	<i>Q</i>	<i>T</i>	<i>Y</i>	<i>S</i>	<i>Z</i>
Код. обозн. (отеч.)	Я	Э	Ю	Б	А

После буквы допуска в маркировке конденсаторов может присутствовать буквенный код группы по ТКЕ и (или) номинального напряжения.

Буквенная кодировка ТКЕ для керамических, стеклокерамических и стеклянных конденсаторов и номинального напряжения приведена в приложении III.

Система маркировки малогабаритных конденсаторов аналогична системе маркировки резисторов.

Примеры маркировки:

$$33\text{pK} - 33 \text{ пФ} \pm 10\%; \quad 1\text{n8I} - 1800 \text{ нФ} \pm 5\%;$$

$$\mu 47\text{K} - 0,47 \text{ мкФ} \pm 20\%; \quad 10\mu\text{S} - 10 \text{ мкФ} (-20+50)\%.$$

Для маркировки номинала, допуска, номинального напряжения до 63В и группы ТКЕ допускается цветовая кодировка в виде цветных полос или точек.

### 1.2.2 Основные применения конденсаторов

1. Использование конденсатора для разделения постоянной и переменной составляющих сигнала, рис.1.9.

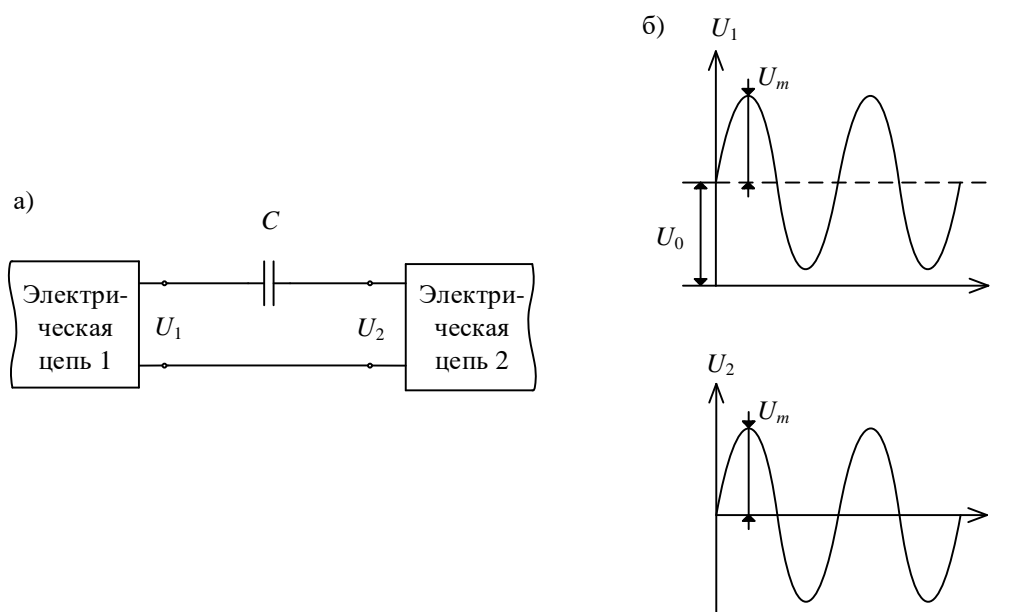


Рис.1.9. Разделение постоянной и переменной составляющих сигнала с помощью конденсатора: а) схема включения; б) временная диаграмма напряжения



Сигнал  $U_1$  имеет две составляющих: постоянную  $U_0$  и переменную  $U_m$ . После конденсатора  $C$  напряжение  $U_2$  не имеет постоянной составляющей  $U_0$ . Благодаря данному свойству конденсатора можно передавать переменный сигнал от одной части схемы к другой, причем режимы работы каждой из этих частей схем по постоянному току будут независимыми. Так в многокаскадном усилителе переменного тока можно независимо отрегулировать режимы работы каскадов по постоянному току. Причем изменение режима работы любого каскада не сказывается на режимах работы остальных. Через разделительный конденсатор часто подключаются устройства критичные к протеканию по ним постоянного тока, рис.1.10.

Например, акустические системы, являющиеся нагрузками усилителей звуковых частот, подключаются через разделительные конденсаторы. Благодаря этому через акустические системы не протекает постоянный ток, что является необходимым условием сохранения их качественных характеристик.

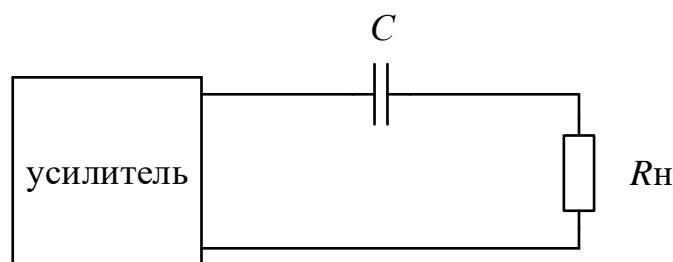


Рис.1.10. Подключение к усилителю нагрузки (акустической системы) через разделительный конденсатор

Следует иметь в виду, что в схемах, содержащих конденсаторы, сопротивления постоянному и переменному току могут быть различными. Рассмотрим, например, схему, представленную на рис.1.11.

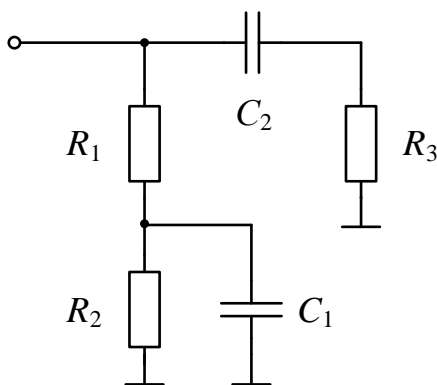


Рис.1.11. Схема, содержащая резисторы и конденсаторы

Сопротивление постоянному току схемы  $R_{\Sigma}=R_1+R_2$  (ток через конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  не протекает). Сопротивление этой же схемы переменному току  $R_{\Sigma}=R_1//R_3$  (сопротивлением конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  переменному току пренебрегаем).

2. Использование конденсаторов для построения частотозависимых делителей напряжения (фильтров), рис.1.12, 1.13.

Схема, рис.1.12, представляет собой фильтр высокой частоты. Если частота входного сигнала мала, сопротивление конденсатора  $C_1$  велико и практически все входное напряжение падает на нем. Таким образом  $U_{\text{ВЫХ}}$  примерно равно нулю. По мере увеличения частоты входного сигнала сопротивление конденсатора  $C_1$  падает, и  $U_{\text{ВЫХ}}$  увеличивается.

Примечание: реактивное сопротивление конденсатора зависит от частоты и определяется следующим образом:  $X_c = \frac{1}{j\omega C}$ , где  $j = \sqrt{-1}$ ,  $\omega = 2\pi f$ , - круговая частота сигнала;  $C$  – емкость конденсатора.

В схеме, рис.1.12, на низких частотах практически все входное напряжение падает на выходном конденсаторе  $C_1$ . По мере увеличения частоты входного сигнала сопротивление конденсатора уменьшается, напряжение на резисторе  $R_1$  увеличивается, следовательно, выходное напряжение падает, достигая нулевого значения при дальнейшем увеличении частоты.

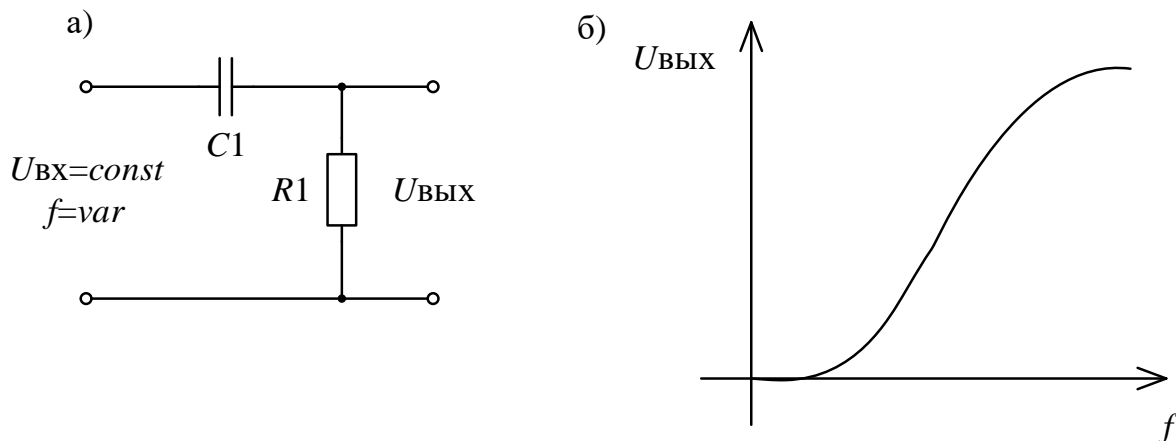


Рис.1.12. Фильтр высокой частоты: а) схема; б) амплитудно-частотная характеристика

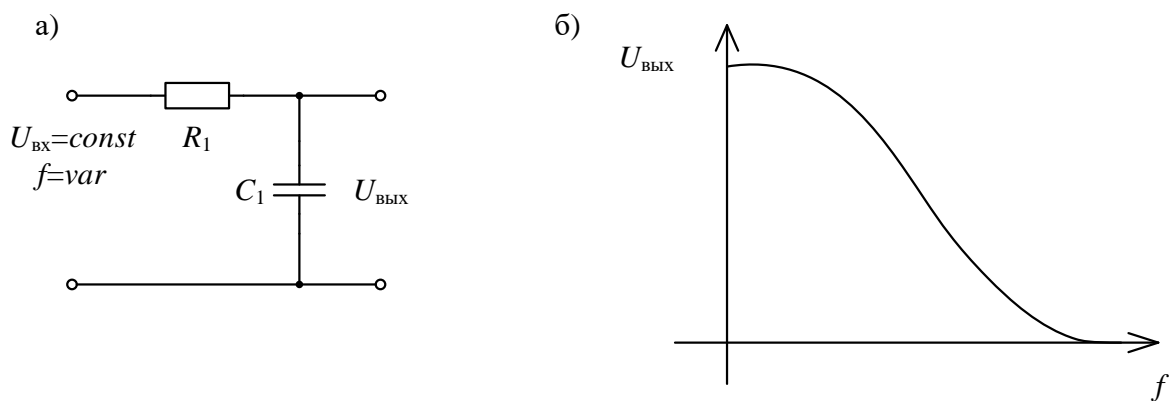


Рис.1.13. Фильтр низкой частоты:  
а) схема; б) амплитудно-частотная характеристика

Фильтр низкой частоты, рис.1.13, используется, например, для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения в источниках питания, рис.1.14.а.

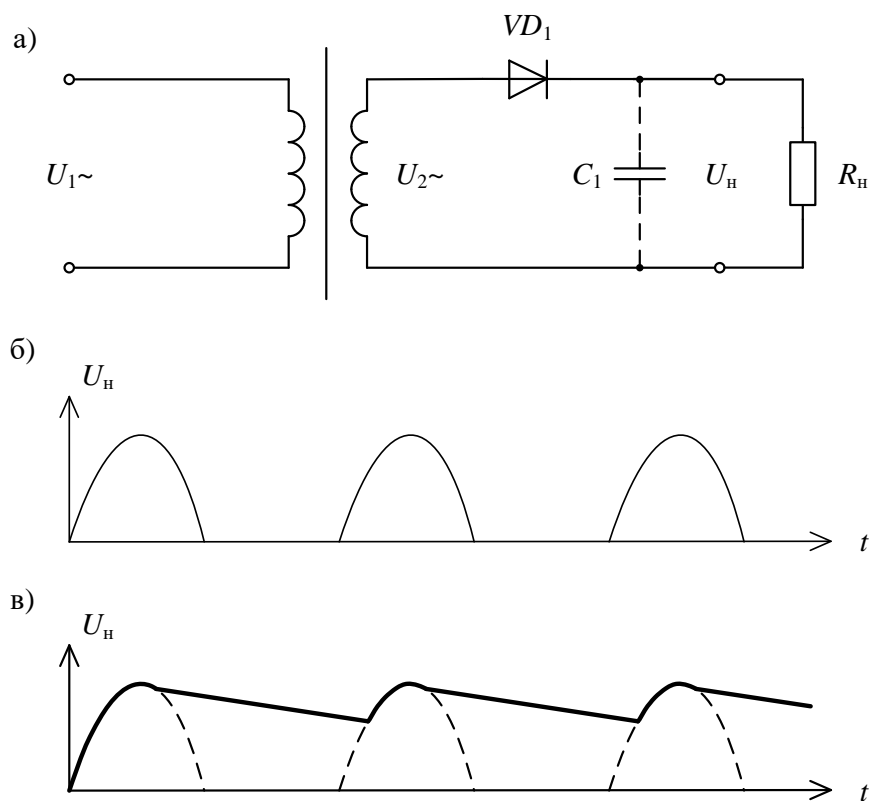


Рис.1.14. Выпрямитель: а) схема; б) временная зависимость выходного напряжения при отключенном конденсаторе  $C_1$ ; в) временная зависимость выходного напряжения при подключенном конденсаторе  $C_1$

В фильтр низкой частоты входит конденсатор  $C_1$ , резистор  $R_1$  представлен омическим сопротивлением вторичной обмотки трансформатора и прямым сопротивлением диода  $VD_1$ . Полупроводниковый диод  $VD_1$  выпрямляет только один полупериод напряжения  $U_2\sim$ , рис.1.14.б. Напряжение на нагрузке имеет

пульсирующий характер. При подключении конденсатора  $C_1$  схема приобретает свойства низкочастотного фильтра и переменная составляющая напряжения на его выходе уменьшается, рис.1.14.в. Эффективность подавления пульсаций выходного напряжения повышается при повышении частоты напряжения и при увеличении емкости конденсатора  $C_1$ .

3. Использование конденсаторов для построения генераторов напряжения различной формы и устройств задания интервалов времени.

Принцип построения автогенераторов электрических сигналов иллюстрирует рис.1.15 (ЧЗПОС – частото-зависимая положительная обратная связь; У – усилитель сигнала).

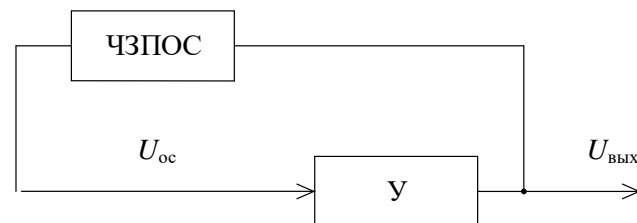


Рис.1.15. Функциональная схема автогенератора

Цепочка ЧЗПОС может быть построена из резисторов и конденсаторов ( $RC$ -элементов), рис.1.16.

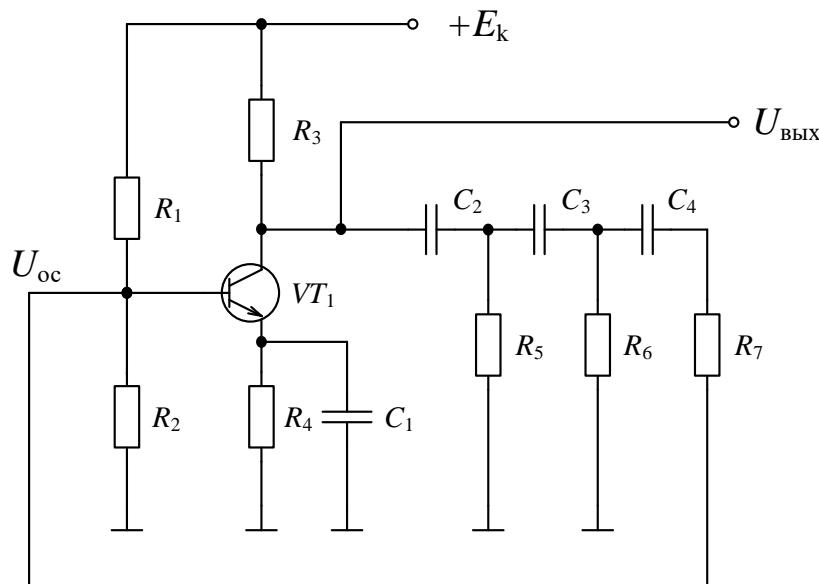


Рис.1.16. Принципиальная схема автогенератора гармонического сигнала

Усилитель собран на элементах  $VT_1$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_1$ . Цепь ЧЗПОС состоит из элементов  $C_2$ ,  $R_5$ ,  $C_3$ ,  $R_6$ ,  $C_4$ ,  $R_7$ .

Коэффициент передачи напряжения цепочкой ЧЗПОС  $\beta = U_{ос}/U_{вых}$  зависит от частоты изменения напряжения  $U_{вых}$ . Коэффициент  $\beta$  достигает своего мак-

симального значения только на одной частоте  $f_0 = \varphi(C_2, R_5, C_3, R_6, C_4, R_7)$ . Именно на данной частоте и устанавливается генерация переменного напряжения  $U_{\text{вых}}$ . Отклонение значения  $f_0$  от номинала может происходить вследствие «ухода» электрических параметров любого из элементов цепочки ЧЗПОС.

На рис.1.17 показан принцип построения устройства задания интервалов времени (таймера).

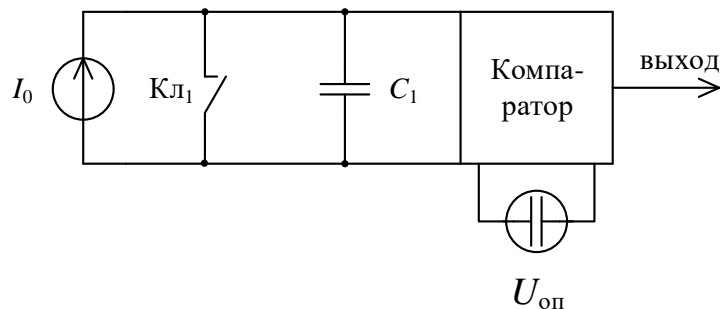


Рис.1.17. Таймер

Компаратор производит сравнение двух напряжений: опорного  $U_{\text{оп}}$  и напряжения, снимаемого с конденсатора  $C_1$ . В момент времени, когда напряжение на конденсаторе  $C_1$  достигнет величины  $U_{\text{оп}}$ , выходной сигнал таймера изменяется, например, с «0» на «1». В момент времени, когда ключ  $\text{КЛ}_1$  размыкается (начало задаваемого интервала времени  $t_0$ ), начинается заряд конденсатора  $C_1$  током  $I_0$ , создаваемым специальным источником стабильного тока. Напряжение на  $C_1$  увеличивается.

В момент времени  $t_2$  (окончание задаваемого интервала времени) напряжение на  $C_1$  достигает величины  $U_{\text{оп}}$ , и выходной сигнал таймера изменяется. Задаваемый временной интервал  $(t_1 - t_0)$  определяется величиной зарядного тока  $I_0$  и емкости конденсатора  $C_1$ .

4. Использование конденсаторов для построения делителей напряжения, рис.1.18, и ограничителей тока нагрузки, рис.1.19.

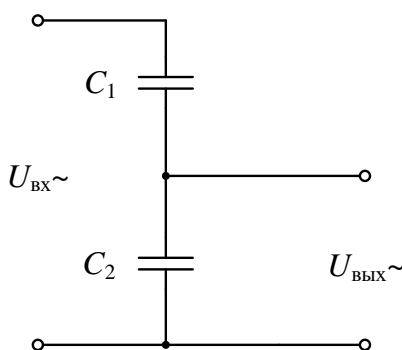


Рис.1.18. Конденсаторный делитель напряжения

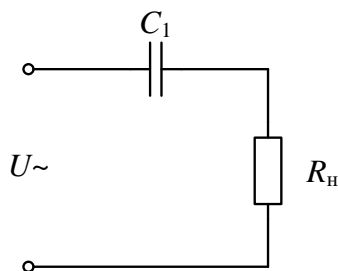


Рис.1.19. Ограничение тока нагрузки с помощью конденсатора

Работа схем (рис. 1.18, 1.19) аналогична соответствующим схемам на резисторах. Разница состоит лишь в том, что:

- 1) последние схемы работают только на переменном токе;
- 2) в последних схемах не происходит бесполезной потери мощности на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$ , так как ток и напряжение на конденсаторе сдвинуты относительно друг друга на  $90^\circ$  ( $P = UI \cos 90^\circ$ ).

5. Конденсаторы могут использоваться для построения датчиков угловых и линейных перемещений, уровня жидкости. Возможно определение границы раздела сред с разной диэлектрической проницаемостью и измерение температуры.

Датчики угловых и линейных перемещений представляют собой конденсаторы переменной емкости с механическим управлением (изменяется либо площадь перекрытия пластин, либо расстояние между ними).

Датчики уровня жидкости и определения границы раздела сред строятся на базе погружаемых в жидкость конденсаторов. Емкость погруженного конденсатора, рис.1.20, определяется следующим образом:

$$C = K_1 h_1 + K_2 h_2,$$

где  $K$ ,  $K_2$  – коэффициенты пропорциональности, зависящие от диэлектрических проницаемостей соответствующих сред.

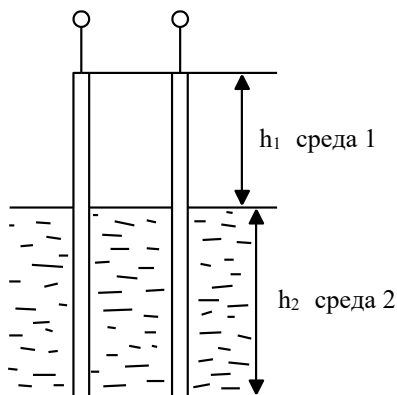


Рис.1.20. Конденсатор, погруженный в жидкость

Таким образом, например, измеряется уровень керосина в топливных баках самолета ( $h_2$ ). Керосин имеет значение диэлектрической проницаемости значительно большее, чем диэлектрическая проницаемость воздуха (среда 1), то есть  $K_2 > K_1$ . Поэтому чем большую емкость имеет датчик, тем больше керосина в баке (среда 2).

С помощью такого емкостного датчика можно определить границу раздела сред, что используется, например, для определения уровня нефтепродуктов в баках и уровня «отстоявшейся» воды, которая собирается на дне емкости и имеет значительно большую диэлектрическую проницаемость.

Для измерения температуры можно использовать специальные термоденсаторы, емкость которых в значительной степени зависит от температуры.

6. С помощью конденсатора может осуществляться гальваническая развязка в сигнальных цепях при передаче высокочастотного сигнала. При этом высокочастотный сигнал передается через конденсатор малой емкости (единицы пикофарад). Низкочастотные сигналы через такой конденсатор практически не проходят, так как сопротивление конденсатора при  $C \rightarrow 0$  на низких частотах стремится к бесконечности. Через такие разделительные конденсаторы подключаются, например, антенны к входным цепям теле-, радиоаппаратуры.

### 1.3 Трансформаторы, дроссели и катушки индуктивности

#### 1.3.1 Катушки индуктивности

**Катушки индуктивности**, за исключением унифицированных дросселей, не являются комплектующими изделиями (как резисторы, конденсаторы и др. элементы радиоэлектронной аппаратуры - РЭА). Они изготавливаются для конкретных изделий. Из-за плохой повторяемости характеристик и параметров, большой трудоемкости изготовления их область применения ограничена.

Эквивалентные схемы катушки индуктивности приведены на рис. 1.21.

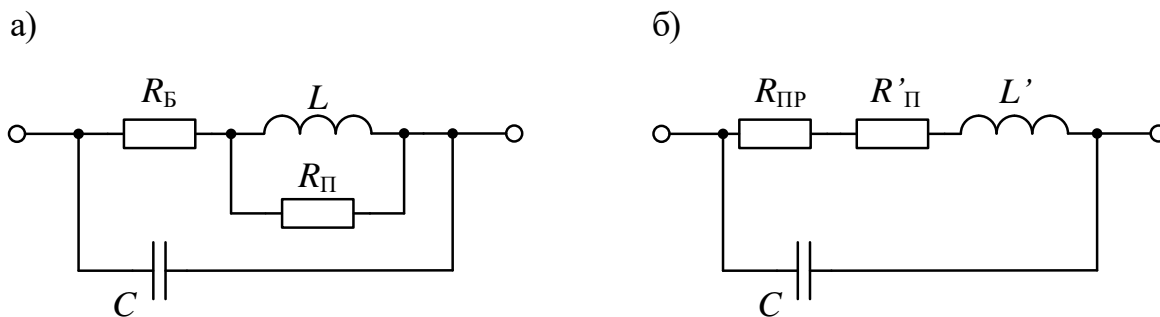


Рис. 1.21. Эквивалентные схемы катушки индуктивности:

а) первый вариант; б) второй вариант

Катушка обладает индуктивностью  $L$ . Активное сопротивление провода  $R_{\text{пр}}$ . Потери в магнитопроводе отражаются параметром  $R_{\Pi}$ . Конденсатор  $C$  представляет межвыводную емкость катушки ( $R_{\Pi} \neq R'_{\Pi}, L \neq L'$ ).

Все параметры, кроме  $L (L')$ , являются паразитными. Добротность катушки  $Q = \frac{X_L}{R}$ , где  $X_L$  – индуктивное сопротивление;  $R$  – активная составляющая сопротивления катушки.

Потери в магнитопроводе (сердечнике) зависят от его конструкции, материала и частоты (для катушки без сердечника  $R_{\Pi} = \infty, R'_{\Pi} = 0$ ).

**Дроссель** – это катушка индуктивности с ферромагнитным сердечником (магнитопроводом).

Сердечник служит для увеличения индуктивности катушки. Для того, чтобы дроссель был линейным сердечник в отличие от трансформаторов обязательно выполняется с зазором. Дроссели служат для создания реактивного индуктивного сопротивления и применяются в основном в сглаживающих фильтрах.

Условное графическое обозначение дросселя на принципиальных электрических схемах приведено на рис. 1.22.а.

Дроссели – частотно зависимые элементы (их индуктивное сопротивление зависит от частоты  $f$ )  $X_L = 2\pi fL$ .

Единица измерения индуктивности – Генри (Гн).

#### Основные параметры:

- индуктивность (не менее)  $L$ ;
- предельно допустимое значение постоянного тока  $I_{\text{доп}}$ .

**Индуктивность** дросселя может указываться в долях генри:  $1 \text{ мГн} = 10^{-3} \text{ Гн}$ ;  $1 \text{ мкГн} = 10^{-6} \text{ Гн}$ .

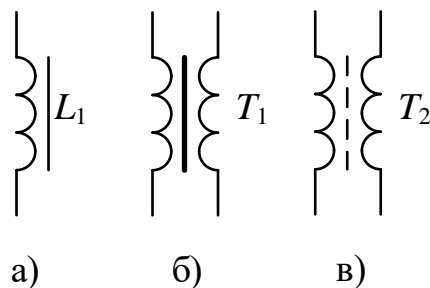


Рис. 1.22. Условные графические обозначения дросселя (а), трансформаторов с магнитопроводами из ферромагнитного материала (б) и магнитодиэлектрика (в)



**Предельно допустимое значение постоянного тока** – это максимальное среднее значение постоянного тока, на которое рассчитан дроссель, при длительной его работе без изменения его параметров в течение гарантийного срока службы.

В соответствии с действующей системой условное обозначение унифицированных дросселей состоит из следующих элементов:

*первый элемент* – буква **Д**, обозначающая дроссель;

*второй элемент* – порядковый номер разработки для унифицированных низкочастотных дросселей; буква **р** для дросселей фильтров бытовой радиоэлектронной аппаратуры;

*третий элемент* – число, указывающее индуктивность в генри;

*четвертый элемент* – число, указывающее предельно допустимый ток в амперах.

Примеры обозначений.

Унифицированный низкочастотный дроссель с номером разработки 119, индуктивностью 0,01 Гн на предельно допустимый ток 1,1 А обозначается Д119 – 0,01 – 1,1.

Дроссель фильтра для бытовой радиоэлектронной аппаратуры индуктивностью 2,5 Гн на предельно допустимый ток 0,38 А обозначается Др – 2,5 – 0,38.

### 1.3.2 Трансформатор

Трансформатор – это статический электромагнитный аппарат, содержащий замкнутый ферромагнитный магнитопровод (сердечник) с двумя (или более) обмотками на нем и служащий для преобразования переменного напряжения одной величины в переменное напряжение другой величины без изменения частоты, а также для согласования сопротивлений и гальванической развязки электрических цепей.

Условное графическое обозначение трансформатора на принципиальных электрических схемах приведено на рис. 1.22.б. При изображении обмоток количество витков произвольное (обычно три).

#### 1.3.2.1 Основные параметры силовых трансформаторов

Основными электрическими параметрами трансформаторов, подлежащих контролю в технической диагностике, являются:

- номинальная мощность  $P_n$ ;
- номинальное напряжение сети (первичной обмотки)  $U_{1n}$ ;
- частота напряжения сети  $f_c$ ;
- номинальные напряжение  $U_{2n}$  и ток  $I_{2n}$  вторичных обмоток;

- коэффициент трансформации  $k$ .

**Номинальная мощность** – сумма мощностей вторичных обмоток трансформатора в номинальном режиме, указываемая в ваттах. Часто используется понятие *габаритной* или *типовой мощности*, под которой понимается полусумма мощностей всех частей обмоток.

**Номинальное напряжение сети** нормализовано и соответствует ряду: 110 В, 127 В, 220 В (бытовая сеть); 380 В (обще-промышленная сеть); 660 В, 1140 В (специальные виды сетей, используемые на угольных шахтах, разрезах, рудниках и т.п.).

**Частота напряжения сети** трансформаторов питания – 50 Гц (обще-промышленных устройств) и 400 Гц (для объектов, масса и габариты которых имеют существенное значение).

**Коэффициент трансформации** – отношение э.д.с.  $E_1$  обмотки высшего напряжения к э.д.с.  $E_2$  обмотки низшего напряжения или соответственно отношение числа витков  $n_1$  к  $n_2$ :

$$k = E_1/E_2 = n_1/n_2.$$

Условное обозначение унифицированных силовых трансформаторов состоит из следующих элементов [2]:

*первый элемент* – сочетание букв, обозначающих тип трансформатора: ТА – трансформатор питания анодных цепей; ТН – трансформатор питания накальных цепей; ТАН – трансформатор питания анодно–накальных цепей; ТПП – трансформатор питания устройств на полупроводниковых приборах; ТТ – трансформатор питания торроидальный; ТВТ – трансформатор входной для транзисторных устройств; ТОТ – трансформатор выходной для транзисторных устройств; ТМ – трансформатор согласующий маломощный; ТИ – трансформатор импульсный; ТИМ – трансформатор импульсный маломощный.

*второй элемент* – порядковый номер разработки;

*третий элемент* – номинальное напряжение сети;

*четвертый элемент* – частота напряжения сети.

Примеры обозначений.

Накальный трансформатор с порядковым номером разработки 36, номинальным напряжением сети 220 В, частотой 50 Гц обозначается ТН36 – 220 – 50.

Трансформатор питания устройств на полупроводниковых приборах с порядковым номером разработки 233, номинальным напряжением сети 127 В или 220 В, частотой 50 Гц обозначается ТПП233 – 127/220 – 50.

### 1.3.2.2 Основные применения трансформаторов

1. Преобразование (повышение и понижение) напряжения. Трансформатор способен передавать переменное напряжение как без преобразования его по амплитуде ( $U_1=U_2$ ), так и с изменением амплитуды ( $U_1 \neq U_2$ ), рис.1.23.

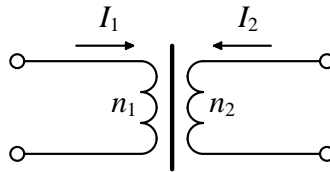


Рис.1.23. Простейший двухобмоточный трансформатор

Примечание: допускается в качестве входа использовать любую обмотку трансформатора (входной может быть вторичная обмотка:  $U_2$ ,  $I_2$ ,  $n_2$ ), однако в любом случае необходимо выполнение условия:  $N \geq N_{\text{доп}}$  для каждой из обмоток, где  $N$  - число витков, приходящихся на один вольт напряжения,  $N_{\text{доп}}$  - минимальное допустимое число витков, приходящихся на один вольт напряжения для данного трансформатора ( $N_{\text{доп}}$  определяется прежде всего геометрическими параметрами трансформатора, материалом сердечника и рабочей частотой).

2. Использование трансформатора для согласования источника сигнала и нагрузки, рис. 1.24.

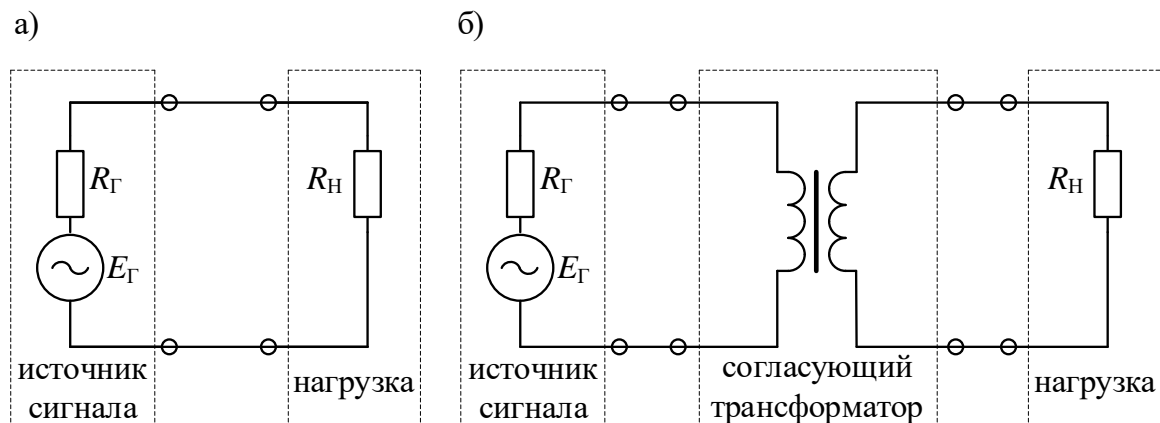


Рис. 1.24. Согласование источника сигнала (генератора) с нагрузкой:

а) схема подключения нагрузки к источнику сигнала; б) схема подключения нагрузки к генератору через согласующий трансформатор

К процессу передачи мощности от источника сигнала к нагрузке могут предъявляться различные требования:

- 1) получение максимального тока в нагрузке;
- 2) получения максимального напряжения на нагрузке;
- 3) получение максимальной мощности в нагрузке;

4) достижение максимального соотношения сигнал/шум.

Эти требования могут выполняться только при вполне определенном соотношении  $R_{\Gamma}$  и  $R_{\text{н}}$ . Однако на практике изменение этих сопротивлений часто невозможно.

При заданных параметрах  $R_{\Gamma}$ ,  $E_{\Gamma}$  и  $R_{\text{н}}$  согласование сопротивлений может выполнить трансформатор благодаря его свойству трансформировать токи и напряжения, а, следовательно, и сопротивления.

Примечание: поскольку потерь мощности в трансформаторе практически не происходит (КПД близок к 100%), изменение напряжения сопровождается изменением тока (в обмотке с меньшим напряжением протекает больший ток и наоборот).

3. Использование трансформатора для создания расщепителя фазы сигнала, рис. 1.25.

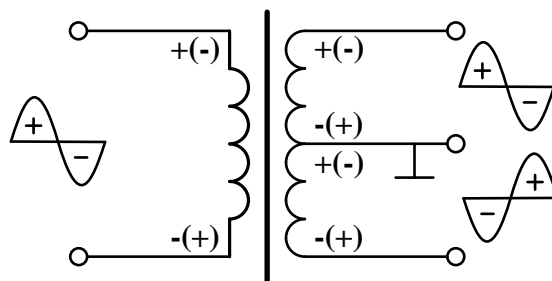


Рис.1.25. Использование трансформатора для построения расщепителя фазы сигнала

Вторичная обмотка представлена двумя секциями, имеющими общий вывод (землю). Поэтому относительно этого общего вывода напряжения, снимаемые с крайних выводов секций, находятся в противофазе.

4. Использование трансформаторов для построения расщепителей сигналов, рис.1.26.

В качестве примера приведен трансформатор с тремя вторичными обмотками. В общем случае их число может быть произвольным. Благодаря такой схеме включения к источнику сигнала подключается сразу несколько нагрузок, причем все они гальванически изолированы друг от друга.

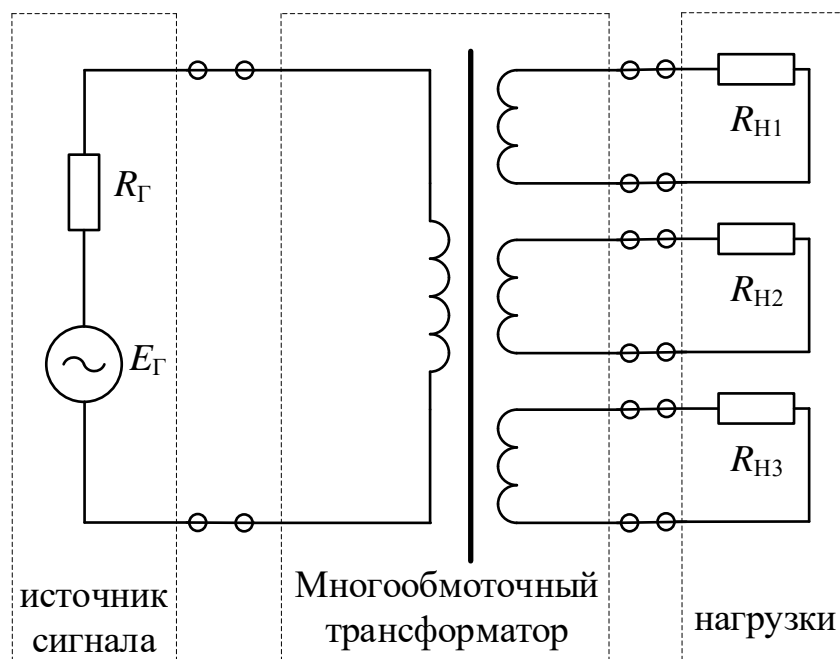


Рис.1.26. Использование трансформатора в качестве расщепителя сигнала

5. Применение трансформаторов для гальванической развязки в силовых и сигнальных цепях. Поскольку первичная и вторичная обмотки трансформатора не имеют электрической связи между собой, трансформатор является элементом, обеспечивающим электрическую (гальваническую) изоляцию одного участка цепи от другого. Так, например, в большинстве линейных источников питания используется силовой трансформатор, выполняющий две важные функции: понижение (повышение) напряжения и гальваническую развязку питаемого устройства с силовой электрической цепью.

### Классификация трансформаторов

По функциональному назначению трансформаторы делятся на:

- трансформаторы питания;
- согласующие трансформаторы;
- импульсные трансформаторы.

По рабочей частоте трансформаторы подразделяются на:

- трансформаторы пониженной частоты (менее 50 Гц);
- трансформаторы промышленной частоты (50 или 60 Гц);
- трансформаторы повышенной промышленной частоты (400 и 1000 Гц);
- трансформаторы повышенной частоты (до 10 кГц);
- трансформаторы высокой частоты (более 10 кГц).

По электрическому напряжению одной из обмоток трансформаторы бывают:

- низковольтные (до 1000 В);
- высоковольтные (более 1000 В).

По количеству обмоток трансформаторы подразделяются на:

- однообмоточные трансформаторы;
- двухобмоточные трансформаторы;
- многообмоточные трансформаторы.

По виду магнитопровода (сердечника) трансформаторы бывают:

- с пластинчатым сердечником;
- с ленточным сердечником;
- с прессованным сердечником.

Ленточные сердечники позволяют уменьшить потери и повысить КПД трансформатора. Близки по этим же параметрам к ленточным прессованные сердечники. Достоинством прессованных сердечников является то, что они дешевле ленточных. К недостаткам прессованных сердечников в первую очередь относится сильная зависимость индукции от температуры, пропитки и заливки обмоток. Прессованные сердечники имеют преимущественно высокочастотные трансформаторы.

### **Трансформаторы питания**

Трансформаторы питания, как правило, являются унифицированными изделиями, имеющими несколько вторичных обмоток.

На рис.1.27. приведена схема унифицированного трансформатора питания для полупроводниковых устройств. Трансформатор имеет шесть вторичных обмоток: четыре рабочих и две компенсационных. Напряжения рабочих обмоток примерно на порядок выше, чем напряжения компенсационных.

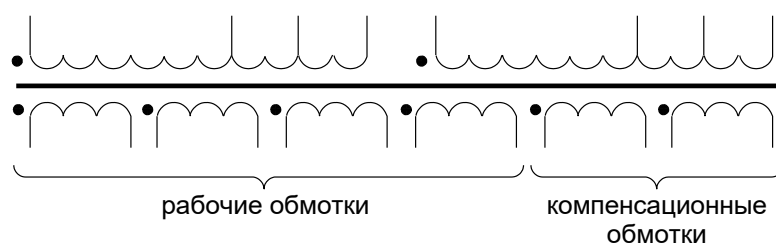


Рис.1.27. Схема унифицированных трансформаторов питания типа ТПП

Такие трансформаторы очень широко распространяются в РЭА, что обеспечивается:

- 1) большим числом типоразмеров трансформаторов;
- 2) возможностью адаптации трансформаторов к конкретной РЭА за счет специального включения вторичных обмоток.

Под специальным включением вторичных обмоток понимается их последовательное и параллельное соединение. Для изменения напряжения допускается последовательное включение двух или более обмоток. При согласном включении напряжения обмоток суммируются, при встречном – вычитаются.

Увеличение выходного тока может быть достигнуто при параллельном соединении обмоток, имеющих одинаковые напряжения.

## **1.4 Полупроводниковые приборы**

### **1.4.1 Примесный полупроводник**

Ток проводимости можно увеличить во много раз, если в кристалл германия добавить примесь другой валентности. Такие полупроводники (п/п) называют примесными. Добавим, например, атомы мышьяка As (1 на 10 млн). Это 5-валентный элемент.

Четыре электрона атома мышьяка создадут ковалентные связи, а пятый электрон останется свободным и при небольшой внешней энергии может покинуть атом и создать ток проводимости. Атом мышьяка, потеряв электрон, станет положительным ионом. Однако количество электронов и неподвижных ионов одинаково, т.е. п/п электрически остается нейтральным. Такие примеси называют донорными (отдающими электрон). В то же время при влиянии температуры появляются и парные заряды (электрон-дырка). Но число отрицательных зарядов будет больше числа положительных зарядов. Те заряды, концентрация которых больше, называют основными носителями зарядов, а которых меньше - неосновными. В данном случае основные носители - электроны. П/п называют *n*-типа. Проводимость - электронная. Добавим в кристалл Ge атомы индия In (3-валентный) (1 на 10 млн). Атом индия, присоединяя электрон, становится положительным ионом, в том месте откуда ушел электрон, появляется дырка. Она в свою очередь может захватить электрон от другого атома, но тогда в этом месте будет дырка (положительный заряд). Таким образом, дырки будут создавать ток проводимости *p*-типа (положительный). Основными носителями являются дырки. Атомы примесей называют акцепторами (забирающий, количество положительных и неподвижных отрицательных ионов равно и в этом случае).

#### **1.4.1.1 Электронно-дырочный переход и его свойства**

Тонкий слой полупроводника между двумя областями, одна из которых представляет полупроводник *p*-типа, а другая *n*-типа, называют *p-n*-переходом. Концентрации основных носителей заряда в *p*- и *n*-областях могут быть равны или существенно различаться. В первом случае *p-n* переход называют симметричным, во втором — несимметричным. Чаще используют несимметричные переходы.

Пусть концентрация акцепторной примеси в  $p$ -области больше, чем концентрация донорной примеси в  $n$ -области (рис. 1.28.а). Соответственно, концентрация дырок в  $p$ -области будет больше, чем концентрация электронов в  $n$ -области.

За счет диффузии дырки из  $p$ -области и электроны из  $n$ -области стремятся равномерно распределиться по всему объёму. Если бы электроны и дырки были нейтральными, то диффузия в конечном итоге привела бы к полному выравниванию их концентраций по всему объёму кристалла. Однако этого не происходит. Дырки, переходя из  $p$ -области в  $n$ -область, рекомбинируют с частью электронов, принадлежащих атомам донорной примеси. В результате оставшиеся без электронов положительно заряженные ионы донорной примеси образуют приграничный слой с положительным зарядом. В то же время уход этих дырок из  $p$ -области приводит к тому, что атомы акцепторной примеси, захватившие соседний электрон, образуют нескомпенсированный отрицательный заряд ионов в приграничной области. Аналогично происходит диффузионное перемещение электронов из  $n$ -области в  $p$ -область, приводящее к тому же эффекту. В результате на границе, разделяющей  $n$ -область и  $p$ -область, образуется узкий, в доли микрона, приграничный слой, одна сторона которого заряжена отрицательно ( $p$ -область), а другая — положительно ( $n$ -область).

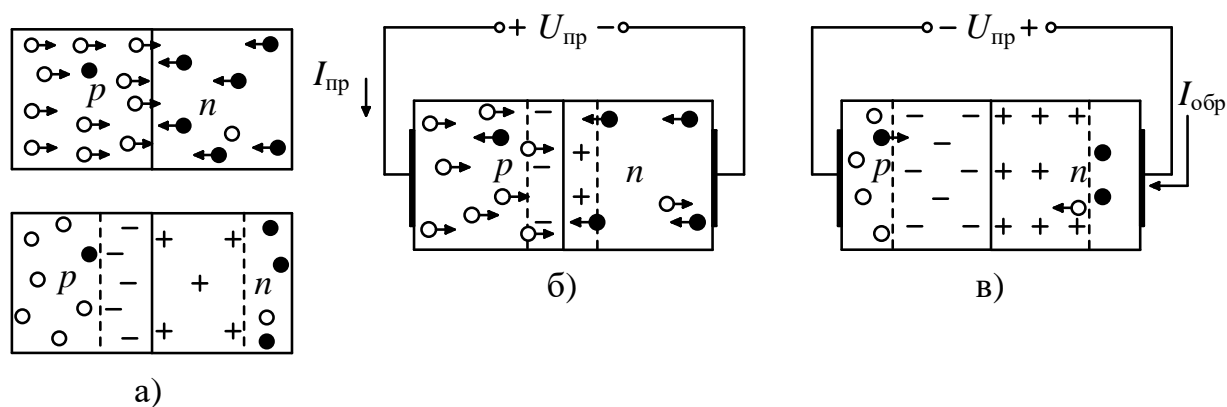


Рис. 1.28.  $p$ - $n$ -структура полупроводника: а) в равновесном состоянии; б) при прямом внешнем напряжении; в) при обратном внешнем напряжении

Разность потенциалов, образованную приграничными зарядами, называют контактной разностью потенциалов  $U_k$  (см. рис.1.28.а), или потенциальным барьером, преодолеть который носители не в состоянии. Дырки, подошедшие к границе со стороны  $p$ -области, отталкиваются назад положительным зарядом, а электроны, подошедшие из  $n$ -области, — отрицательным зарядом. Таким образом, образуется  $p$ - $n$ -переход, представляющий собой слой полупроводника с пониженным содержанием носителей — так называемый обедненный слой, который имеет относительно высокое электрическое сопротивление.



Свойства  $p$ - $n$ -структуры изменяются, если к ней приложить внешнее напряжение. Если внешнее напряжение противоположно по знаку контактной разности потенциалов (рис. 1.28.б), то дырки  $p$ -области, отталкиваясь от приложенного положительного потенциала внешнего источника, приближаются к границе между областями, компенсируют заряд части отрицательных ионов и сужают ширину  $p$ - $n$ -перехода со стороны  $p$ -области. Аналогично этому, электроны  $n$ -области, отталкиваясь от отрицательного потенциала внешнего источника, компенсируют заряд части положительных ионов и сужают ширину  $p$ - $n$ -перехода со стороны  $n$ -области. Потенциальный барьер сужается, через него начинают проникать дырки из  $p$ -области и электроны из  $n$ -области и через  $p$ - $n$ -переход начинает течь ток.

С увеличением внешнего напряжения ток возрастает неограниченно, так как создается основными носителями, концентрация которых постоянно восполняется источником внешнего напряжения.

Полярность внешнего напряжения, приводящая к снижению потенциального барьера, называется прямой, или открывающей, а созданный ею ток — прямым. При подаче такого напряжения  $p$ - $n$ -переход открыт.

Если к  $p$ - $n$ -структуре приложить напряжение обратной полярности (рис. 1.28.в), то эффект будет противоположным. Под действием электрического поля источника дырки  $p$ -области смещаются к отрицательному потенциалу внешнего напряжения, а электроны  $n$ -области — к положительному потенциалу. Таким образом, основные носители зарядов отодвигаются внешним полем от границы, увеличивая ширину  $p$ - $n$ -перехода, который оказывается почти свободным от носителей заряда. Электрическое сопротивление  $p$ - $n$ -перехода при этом возрастает. Такая полярность внешнего напряжения называется обратной, запирающей. При подаче такого напряжения  $p$ - $n$ -переход закрыт.

Тем не менее при обратном напряжении наблюдается протекание небольшого тока  $I_{обр}$ . Этот ток, в отличие от прямого, определяется носителями не примесной, а собственной проводимости, образующейся в результате генерации пар «свободный электрон—дырка» под воздействием температуры. Эти носители обозначены на рис. 1.28.в единственным электроном в  $p$ -области и единственной дыркой в  $n$ -области. Значение обратного тока практически не зависит от внешнего напряжения. Это объясняется тем, что в единицу времени количество генерируемых пар «свободных электрон—дырка» при неизменной температуре остается постоянным, и даже при  $U_{обр}$  в доли вольта все носители участвуют в создании обратного тока. При подаче обратного напряжения  $p$ - $n$ -переход уподобляется конденсатору, пластинами которого являются  $p$ - и  $n$ -области, разделенные диэлектриком. Роль диэлектрика выполняет приграничная область, почти свободная от носителей заряда. Эту емкость  $p$ - $n$ -перехода

называют барьерной. Она тем больше, чем меньше ширина  $p$ - $n$ -перехода и чем больше его площадь.

#### 1.4.1.2 Пробой $p$ - $n$ перехода

При значительном увеличении обратного напряжения наблюдается резкий рост обратного тока. Это явление называют пробоем перехода. Различают несколько видов пробоя:

1. Тепловой пробой. При увеличении температуры выделяется больше мощности, переход разогревается, увеличивается обратный ток, а так как мощность зависит от тока, то она тоже увеличивается и так далее, пока переход не сгорит. Этот пробой не восстанавливается. Происходит разрушение кристалла.

2. Лавинный пробой. С увеличением напряжения увеличивается скорость неосновных носителей и они ионизируют атомы (ударная ионизация). Число неосновных носителей увеличивается и т.д. лавинообразно.

3. Туннельный пробой (полевой). Этот вид пробоя используется в туннельных диодах.

### 1.4.2 Полупроводниковые диоды

*Диод* – полупроводниковый прибор с одним  $p$ - $n$ -переходом, обладающий односторонней проводимостью (от анода к катоду) и имеющий два вывода.

Все полупроводниковые диоды подразделяются на два класса: плоскостные и точечные. Плоскостные диоды используются в силовых низкочастотных цепях, точечные – в маломощных высокочастотных цепях.

Наиболее широкое распространение получили диоды, предназначенные для преобразования переменного тока в постоянный, или *выпрямительные диоды*.

Условное графическое обозначение полупроводникового диода на принципиальных электрических схемах и его структура приведены на рис. 1.29. Диод имеет два вывода (электрода): анод ( $A$ ) – вывод от области  $p$  и катод ( $K$ ) – вывод от области  $n$ .

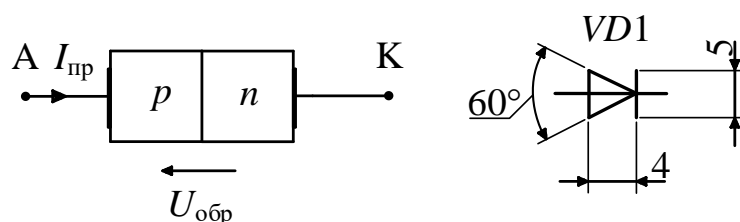


Рис. 1.29 Условное графическое обозначение полупроводникового диода и его структура:  $A$  – анод,  $K$  – катод

В процессе работы диод может находиться в двух состояниях, рис.1.30.

В случае приложения к диоду прямого напряжения  $U_{пр}$  (анод диода положительный), через него протекает прямой ток  $I_{пр}$ . Если к диоду приложено обратное напряжение  $U_{обр}$ , он запирается, и через него проходит небольшой ток закрытого диода  $I_{обр}$  ( $I_{обр} \ll I_{пр}$ ). У идеального диода сопротивление в прямом направлении равно нулю, в обратном – бесконечности.

Открытие диода сопровождается установлением на нем прямого напряжения (около 0,2-0,4 В для германиевого и 0,6-1,0В для кремниевых).

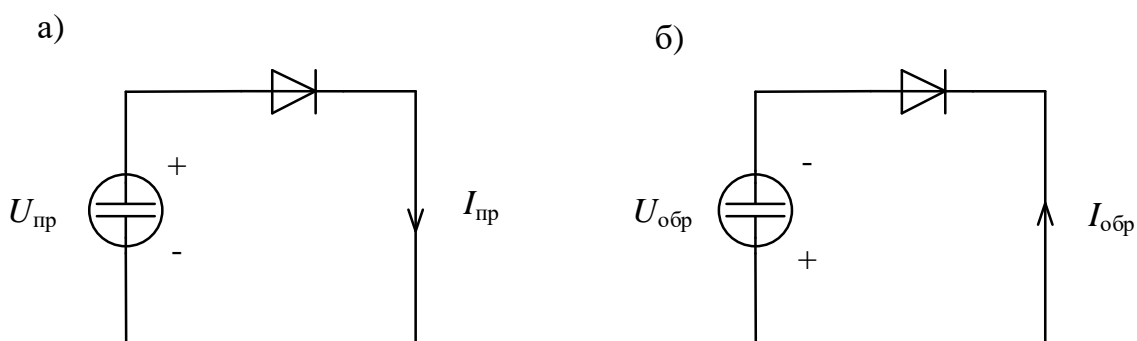


Рис.1.30. Два режима работы диода:

а) прямое смещение (диод открыт); б) обратное смещение (диод закрыт)

Типовая вольтамперная характеристика диода представлена на рис.1.31.

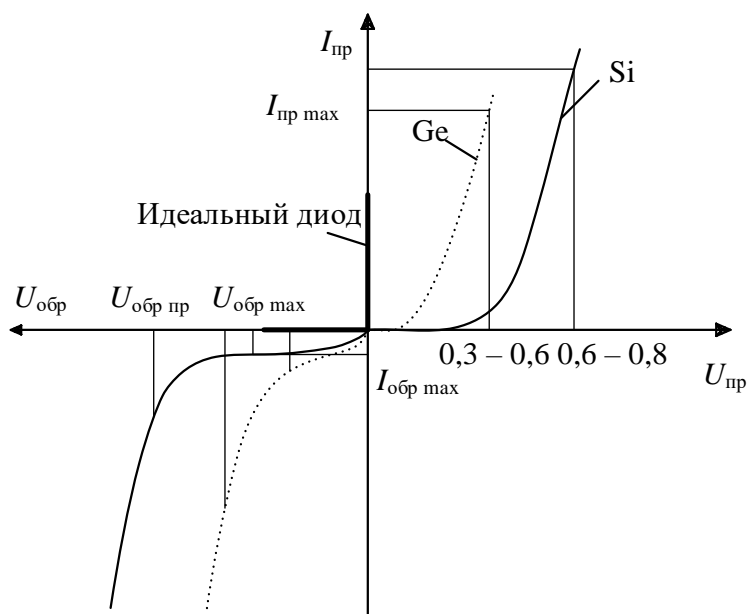


Рис. 1.31. Типовая вольт-амперная характеристика диода

Обратная характеристика у Ge хуже, чем у Si. Поэтому кремниевые диоды получили наибольшее распространение (уступающие германиевому диоду только по прямому току).

При установлении на  $p$ - $n$  переходе диода напряжения  $U_{пр}$  он находится в открытом состоянии и через него протекает ток, определяемый напряжением источника питания и сопротивлением цепи, рис. 1.32.

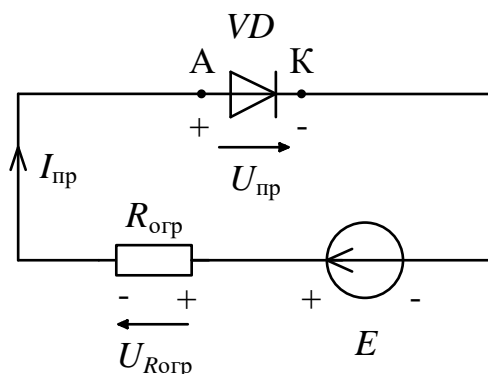


Рис.1.32. Включение диода в прямом смещении в электрическую цепь

Если бы резистор  $R_{огр}$  был подключен к источнику напряжения  $E=9$  В непосредственно, то через него протекал бы ток  $I_{пр}=9 \text{ В}/1 \text{ кОм}=9 \text{ мА}$ . На так как на открытом кремниевом диоде  $VD_1$  устанавливается падение напряжения  $U_{пр}=0,6$  В, то напряжение на резисторе  $R_{огр}$  становится равным  $(9 - 0,6) = 8,4$  В и через диод протекает прямой ток  $I_{пр}=8,4 \text{ мА}$ .

Резистор  $R_{огр}$  служит для защиты диода и источника питания  $E$  от перегорания («защита от дурака»).

Диоды очень чувствительны к изменению температуры. Значение обратного тока удваивается при изменении температуры перехода на каждые  $8^\circ\text{C}$  для Si и  $10^\circ\text{C}$  для Ge диода:

$$I_0(t^0) = I_0(t_0^0) \cdot 2^{\frac{t^0 - t_0^0}{10}} \quad - \text{ Ge}$$

$$I_0(t^0) = I_0(t_0^0) \cdot 2^{\frac{t^0 - t_0^0}{8}} \quad - \text{ Si}$$

где  $t_0$  – рабочая температура перехода;  $t_0^0$  – фиксированная температура (300 K).

Это обстоятельство позволяет использовать диод в качестве датчика температуры

**Выпрямительные диоды** – самая распространенная группа. Они предназначены для преобразования переменного тока в постоянный по направлению. Эти диоды могут пропускать  $I_{пр}$  до 100 А и выдерживать  $U_{обр}$  до нескольких киловольт.

**Выпрямительный блок** представляет собой четыре выпрямляющих дио-

да, соединенных по мостовой схеме внутри, которая предназначена для двух полупериодного выпрямления переменных напряжений.

В цепях с более высоким напряжением применяются выпрямительные столбы.

**Выпрямительный столб** представляет собой несколько последовательно соединенных диодов, каждый из которых дополнительно шунтирован высокоомным резистором, а вся конструкция залита эпоксидным компаундом. К затвердевшему корпусу присоединяются контакты.

**Выпрямительный блок** представляет собой четыре выпрямляющих диода, соединенных по мостовой схеме внутри, которая предназначена для двух полупериодного выпрямления переменных напряжений.

**Высокочастотные, или универсальные, диоды** применяются для преобразования высокочастотных сигналов, а именно: - выделения низкочастотного сигнала из модулированного высокочастотного сигнала. Это **детекторные** диоды; - изменения несущей частоты модулирующего сигнала. Это **смесительные** диоды; - модуляции высокочастотного сигнала. Это **модуляторные** диоды

Все ВЧ и СВЧ диоды являются точечными и работают на частотах до 100 МГц.

**Импульсные диоды** предназначены для использования в импульсных схемах в качестве коммутирующих элементов, отсекаателей, ограничителей.

Для импульсных диодов характерным является режим, когда к диоду после действия прямого напряжения очень быстро прикладывается обратное. В момент переключения через диод идет значительный обратный ток, который объясняется так называемым рассасыванием накоплений в базе неосновных носителей, которые в период действия  $U_{пр}$  образовали определенный заряд. Интервал времени от момента прохождения тока через ноль до момента достижения  $I_{обр}$  заданного низкого значения называется временем восстановления обратного сопротивления. Это основной классифицирующий параметр импульсных диодов (3-й элемент маркировки). Чем это время меньше, тем быстрее действие больше.

#### 1.4.2.1 Основные параметры выпрямительных, импульсных и ВЧ диодов

Основными электрическими параметрами диодов, подлежащих контролю в технической диагностике, являются:

- максимально допустимый средний прямой ток  $I_{пр.ср\ max}$ ;
- максимально допустимое обратное напряжение  $U_{обр\ max}$  ;
- постоянное прямое напряжение  $U_{пр}$  ;
- максимальная рабочая частота  $f_{max}$  .

**Максимально допустимый средний прямой ток** – максимальное среднее за период значение постоянного тока, при котором обеспечивается надежная и длительная работа диода.

**Максимально допустимое обратное напряжение** – максимальное напряжение, приложенное к диоду в обратном направлении, которое может выдержать диод в течение длительного времени без нарушения его работоспособности.

**Постоянное прямое напряжение** – постоянное значение прямого напряжения при заданном прямом токе.

**Максимальная рабочая частота** – наибольшая частота подводящего напряжения, при котором процесс выпрямления достаточно эффективен, а нагрев диода не превышает допустимой величины.

В соответствии с ОСТ 11 336.919-81 условное обозначение полупроводниковых диодов малой мощности состоит из следующих элементов [3]:

*первый элемент* – буква или цифра, обозначающая исходный полупроводниковый материал: 1 или Г – германий или его соединения; 2 или К – кремний или его соединения; 3 или А – соединения галлия; 4 или И – соединения индия;

*второй элемент* – буква, указывающая подкласс полупроводникового диода: Д – диод; Ц – выпрямительный столб или блок; А – сверхвысокочастотные (СВЧ) диоды; В – варикапы; И – туннельные и обращенные диоды; С – стабилитроны и стабисторы; Л – излучатели;

*третий элемент* – цифра, определяющая назначение прибора:

*диоды:* 1 – выпрямительные со средним значением прямого тока не более 0,3 А, 2 – со средним значением прямого тока более 0,3 А, 3 – диодные преобразователи, 4 – 9 – импульсные диоды.

*столбы:* 1, 2 – со средним значением прямого тока соответственно не более 0,3 А, от 0,3 до 10 А.

*блоки:* 3, 4 – со средним значением прямого тока соответственно не более 0,3 А, более 0,3 А.

*варикапы:* 1 – подстроечные, 2 – умножительные.

*диоды туннельные и обращенные:* 1 – усилительные, 2 – генераторные, 3 – переключающие, 4 – обращенные.

*диоды СВЧ:* 1 – смесительные, 2 – детекторные, 3 – усилительные, 4 – параметрические, 5 – переключаательные и ограничительные, 6 – умножительные и настроечные, 7 – генераторные, 8 – импульсные, 9 – выпрямительные.

*стабилизаторы напряжения* (стабилитроны, стабисторы, ограничители напряжения): 1, 2, 3 – мощностью не более 0,3 Вт с напряжением стабилизации (ограничения) соответственно менее 10 В, от 10 до 100 В, более 100 В; 4, 5, 6 –

мощностью от 3 до 5 Вт с напряжением стабилизации (ограничения) соответственно менее 10В, от 10 до 100 В, более 100 В; 7, 8, 9 – мощностью от 5 до 10 Вт с напряжением стабилизации (ограничения) соответственно менее 10В, от 10 до 100 В, более 100 В.

*излучающие оптоэлектронные приборы:* 1 – излучающие диоды инфракрасного излучения, 2 – излучающие модули инфракрасного излучения, 3 – светоизлучающие диоды визуального представления информации, 4 – знаковые индикаторы;

*четвертый элемент* – число, указывающее порядковый номер разработки (у стабилитронов число, обозначающее напряжение стабилизации);

*пятый элемент* – буква, указывающая группу по напряжению (разновидность для стабилитронов).

Примеры обозначений.

Кремниевый выпрямительный диод со средним значением прямого тока 3 А (более 0,3 А), порядковым номером разработки 02 и группой по напряжению С (максимальное обратное напряжение 480 В) обозначается 2Д202С.

Кремниевый выпрямительный блок со средним значением прямого тока 1 А (более 0,3 А), порядковым номером разработки 05 и группой по напряжению А (максимальное обратное напряжение 600 В) обозначается КЦ405А.

В соответствии с ГОСТ 20859-79 условное обозначение силовых полупроводниковых диодов состоит из следующих элементов [3]:

*первый элемент* – буква или две буквы, обозначающие вид и функциональное назначение прибора: Д – выпрямительный диод; ДЛ – диод лавинный; ДЧ – диод частотный; ДИ – диод импульсный;

*второй элемент* – число, указывающее номер конструктивной разработки;

*третий элемент* – число, указывающее значение максимально допустимого тока в амперах. Перед обозначением тока ставится дефис. Для обозначения диодов с обратной проводимостью (катодом является основание) после третьего элемента ставится буква Х;

*четвертый элемент* – число, обозначающее класс по напряжению и соответствующее сотням вольт.

Примеры обозначений.

Выпрямительный диод с номером конструктивной разработки 143, максимально допустимым средним током 630 А, максимальным обратным напряжением 1200 В (класс 12) обозначается Д143-630-12.

Диод частотный с номером конструктивной разработки 161, максимально допустимым средним током 160 А, обратной полярности, максимальным обратным напряжением 800 В (класс 8) обозначается ДЧ161-160Х-8.

### 1.4.2.2 Основные применения диодов

1. Использование диодов для выпрямления напряжения обусловлено их свойствами пропускать ток только в одном направлении. При этом в зависимости от частоты выпрямляемого напряжения используются диоды трех видов: низкочастотные, среднечастотные и высокочастотные.

2. Использование диодов для реализации защитных функций различного рода. Диоды достаточно широко используются для организации защитных цепей в РЭА. Рассмотрим несколько основных применений диодов в этом качестве.

Устройство, рис.1.33, защищено от случайного изменения полярности питающего напряжения благодаря односторонней проводимости диода  $VD_1$ .

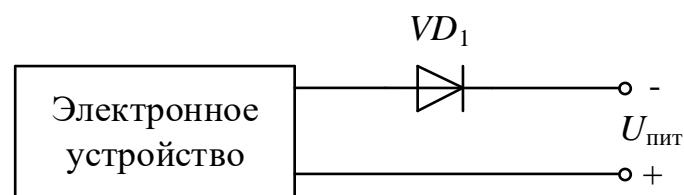


Рис.1.33. Защита электронного устройства от изменения полярности питающего напряжения

Многие электронные устройства, построенные на полупроводниковых приборах, критичны к полярности питающего напряжения. Актуальность данного вида защиты возрастает, если устройство периодически подключается к источнику питания постоянного тока, а перемена полярности напряжения источника питания с большой вероятностью приводит к выходу из строя данного устройства.

Другой вид использования односторонней проводимости диодов - защита от перенапряжения в цепях с индуктивностями, рис.1.34.

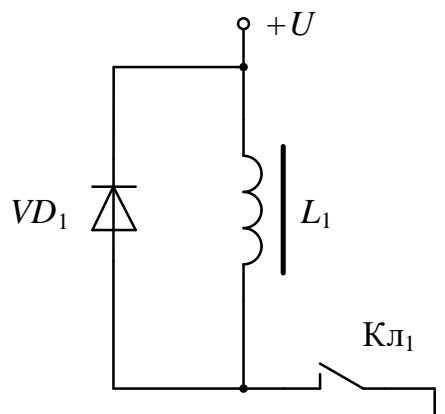


Рис.1.34. Включение диода для защиты от перенапряжения в цепях с индуктивностями



При размыкании ключа  $Kл_1$  напряжение на катушке индуктивности меняет свою полярность, а его величина резко увеличивается (в десятки и сотни раз). Это приводит либо к образованию искр между контактами ключа (в случае механического или электромеханического исполнения  $Kл_1$ ), либо к повреждению полупроводникового прибора, использующегося в качестве ключа  $Kл_1$  (роль ключа чаще всего выполняет транзистор).

При замкнутом ключе  $Kл_1$  ток через диод  $VD_1$  не протекает (на его катоде положительный потенциал). При размыкании ключа меняется полярность напряжения на катушке индуктивности  $L_1$  и она шунтируется открытым диодом  $VD_1$ .

Учитывая, что прямое напряжение на диоде не превышает примерно 1 В, на индуктивности напряжение также не может превысить примерно один вольт.

Защита от перенапряжения в других случаях основывается также на том, что прямое напряжение на  $p$ - $n$ -переходе диода не может превысить примерно 1В.

На рис.1.35 показано включение диодов для защиты от перенапряжения некоторой электрической цепи.

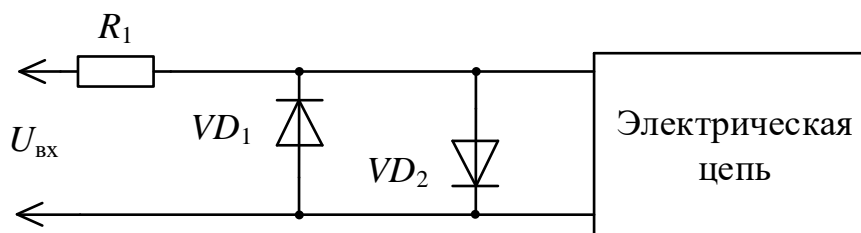


Рис.1.35. Диодная защита от перенапряжения

Здесь реализована защита от перенапряжения при любой полярности напряжения  $U_{вх}$ . Величина ограничиваемого напряжения зависит от типа и количества последовательно включенных диодов в каждой из параллельных ветвей.

3. Диоды могут быть использованы для построения различных логических схем. Рассмотрим в качестве примера одну из таких схем, рис.1.36.

Для бесперебойного питания нагрузки используются сетевой источник питания с выходным напряжением 12 В и резервная батарея с напряжением 9 В. Логика работы схемы следующая. Если напряжение в сети переменного тока присутствует, нагрузка питается от сетевого источника питания. При этом резервная батарея не разряжается. Если напряжение в питающей сети отсутствует, нагрузка питается от резервной батареи. При этом резервная батарея не разряжается через выходную цепь источника питания.

Когда напряжение +12В на выходе сетевого источника питания присутствует, диод  $VD_1$  открыт, так как на его аноде положительный потенциал +3В.

Нагрузка питается от источника питания. Резервная батарея при этом отключена запертым диодом  $VD_2$ .

При отсутствии напряжения в сети переменного тока, напряжение +12 В на выходе источника питания отсутствует. Диод  $VD_2$  открыт (на его аноде +9 В). Нагрузка питается от резервной батареи. Диод  $VD_1$  закрыт (на его аноде -9 В), что не позволяет резервной батарее разряжаться через выходную цепь источника питания.

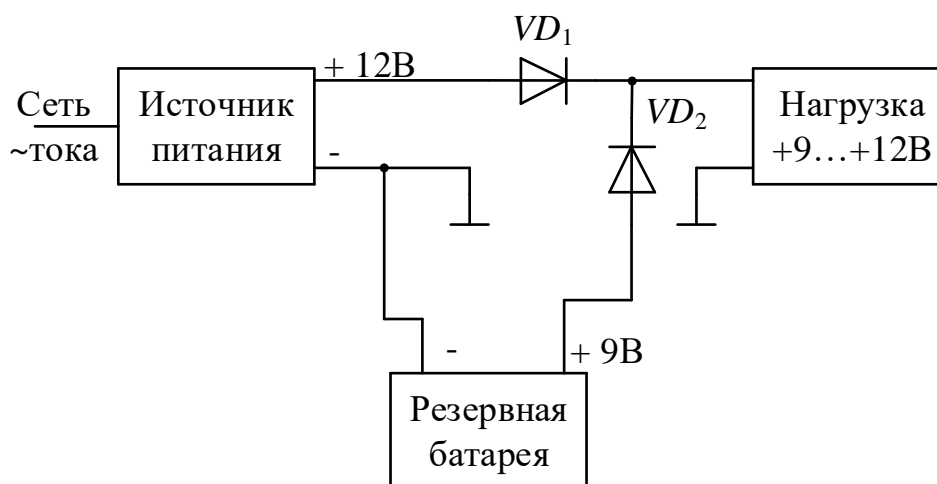


Рис.1.36. Схема бесперебойного питания нагрузки

4. Нелинейный характер вольтамперной характеристики позволяет использовать диоды для построения нелинейных преобразователей сигнала. Чаще всего реализуется логарифмическая зависимость выходного сигнала от входного.

5. Специальные генераторные диоды используются для генерирования шумов. Включаются такие диоды, как стабилитроны. Но обратные токи очень малые по величине. При этом параметры пробоя становятся нестабильными. Возникают колебания напряжения стабилизации, носящие случайный характер. Спектр генерируемых шумов достаточно широкий (до 3.5 МГц).

### 1.4.3 Варикапы

*Варикапы* – особый тип диодов, имеющих увеличенное значение емкости  $p$ - $n$ -перехода. Варикап можно рассматривать как нелинейный конденсатор. В варикапах используется явление изменения емкости  $pn$ -перехода при изменении внешнего напряжения, рис.1.37.

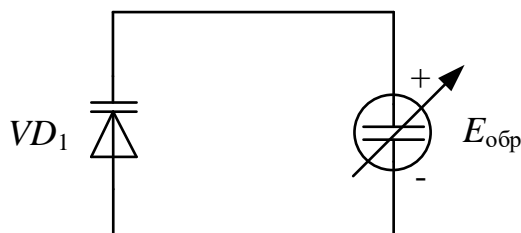


Рис.1.37. Изменение емкости варикапа с помощью внешнего управляемого источника напряжения

Емкость варикапа зависит от величины управляющего обратного напряжения следующим образом:

$$C(E_{обр}) = C_0 \left( \frac{\varphi_k}{\varphi_k + E_{обр}} \right)^{\frac{1}{n}},$$

где  $E_{обр}$  – величина обратного напряжения на варикапе;  $C_0$  – емкость варикапа при нулевом обратном напряжении;  $\varphi_k$  – величина контактного потенциала (несколько десятых долей вольта);  $n = 2-3$  – коэффициент, зависящий от вида  $p-n$ -перехода.

Варикапы используются в различной РЭА вместо конденсаторов переменной емкости: в системах автоматической подстройке частоты; при изменении резонансной частоты колебательных контуров; в программируемых измерительных приборах; для электронной настройки в радио и телевизионных тюнерах.

#### Основные параметры варикапов:

$Q_v$  – добротность варикапа, определяемая как отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте к сопротивлению потерь при заданном значении емкости или  $E_{обр}$ .  $Q_v = X_c / r_n$

$K_c$  – коэффициент перекрытия по емкости. Это отношение емкостей варикапа при двух заданных значениях обратного напряжения

$$K_c = C_{vmax} / C_{vmin},$$

$C_v$  – общая емкость варикапа. Это емкость, измеренная между выводами варикапа при заданном обратном напряжении.

$\alpha_c$  – температурный коэффициент, это отношение относительного изменения емкости к изменению температуры

$$\alpha_c = \Delta C_v / (C_v \Delta T).$$

#### 1.4.4 Туннельные диоды

Туннельным называется полупроводниковый диод, в котором используется туннельный механизм переноса носителей заряда через  $p-n$ -переход, вольт-

Туннельный пробой объясняется эффектом туннелирования носителей заряда, когда вследствие малой толщины перехода (потенциального барьера) возникает высокая вероятность прохождения зарядов сквозь барьер. Туннельный пробой возникает в  $n/p$  с тонкими потенциальными барьерами (высокая концентрация легирующей примеси), он происходит при обратных напряжениях в несколько вольт.

На ВАХ туннельного диода можно выделить три участка: участок 0 - 1 соответствует  $U < U_n$  и ток определяется дрейфом носителей заряда через  $p-n$  - переход; участок 1-2, имеющий отрицательное дифференциальное сопротивление, характеризуется в основном туннельным током; участок 2-3 характеризуется диффузионным током (рис.1.38).

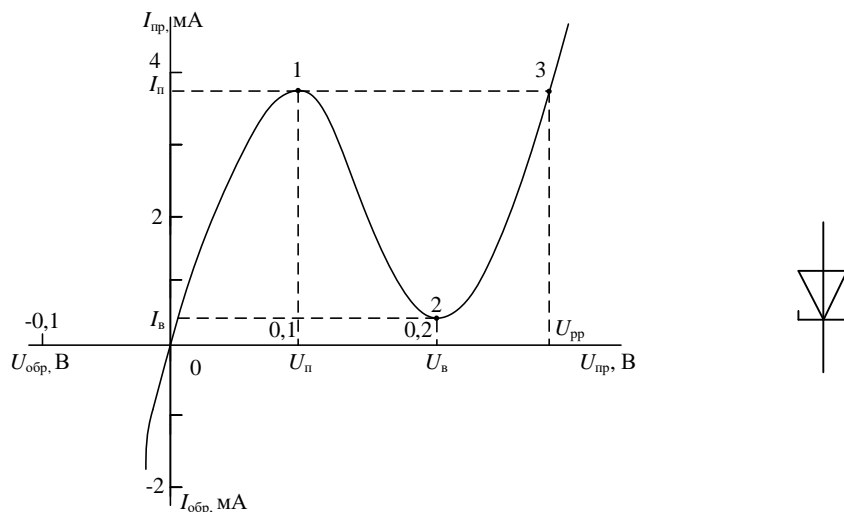


Рис. 1.38. ВАХ туннельного диода и его условное изображение

Для получения туннельных диодов используют материалы с очень высокой концентрацией примесей в  $p$ - и  $n$ -областях. В итоге энергетические уровни примесных атомов расщепляются в зоны, которые перекрываются с соответствующими основными зонами областей  $p$  и  $n$ .

- ток максимума (ток пика)  $I_{max}$  ( $I_{\Pi}$ )
- ток минимума (ток впадины)  $I_{min}$  ( $I_{\text{В}}$ )
- напряжение, соответствующее  $I_{max} - U_{\Pi}$ ;  $I_{min} - U_{\text{В}}$ ;
- наибольший прямой ток и напряжение, соответствующее ему;
- наибольший ток обратный и соответствующее ему напряжение;
- емкость диода.

Туннельные диоды используют в переключающих цепях сверхвысокого быстродействия и генераторах порядка 1000 МГц, туннельный эффект не инерционен.

Разновидностью туннельных диодов являются обращенные диоды. На прямой ветви у них отсутствует максимум и она подобна обратной, а обратная прямой.

Прямое напряжение значительно меньше, чем у обычных диодов, обратное тоже мало.

**Задача 1.** Пользуясь вольт-амперной характеристикой (ВАХ) диода (рис. 1.39), определить дифференциальное сопротивление и сопротивление постоянному току при напряжениях +0,3 В и –10 В.

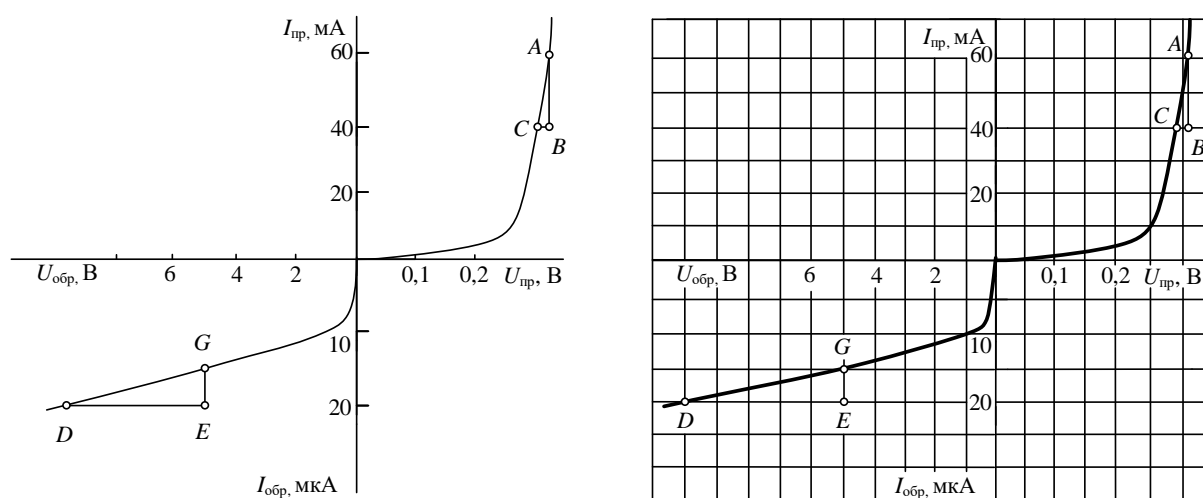


Рис. 1.39

### Решение

Статистическое сопротивление диода ( $R_{ст}$ ) определяется как отношение  $U/I$  в рабочей точке ВАХ, а дифференциальное сопротивление равно отношению приращения напряжения по току  $R_{диф} = \frac{dU}{dI}$  и пропорционально тангенсу угла между касательной к ВАХ в рабочей точке и осью ординат.

При напряжении +0,3 В через диод течет ток 60 мА (точка А), следовательно, его сопротивление постоянному току равно:

$$R_{ст.1} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{0,3}{60 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ Ом.}$$

В этой же точке ВАХ дифференциальное сопротивление диода определяется наклоном характеристики и может быть получено с помощью треугольника приращений  $ABC$ :

$$R_{\text{диф.1}} = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} = \frac{0,0125}{20 \cdot 10^{-3}} = 0,625 \text{ Ом.}$$

Напряжение -10 В соответствует т.Д (рис.1.39). Ток через диод при этом равен 20 мкА, тогда статическое сопротивление (сопротивление диода постоянному току) равно:

$$R_{\text{ст.2}} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{-10}{20 \cdot 10^{-6}} = 0,5 \cdot 10^6 \text{ Ом.}$$

Дифференциальное сопротивление при этом определится из треугольника *DEG* (рис. 1.39) как

$$R_{\text{диф.2}} = \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2} = \frac{5}{5 \cdot 10^{-6}} = 10^6 \text{ Ом.}$$

**Задача 2.** Для схемы, изображенной на рис. 1.40.а, рассчитать ток и напряжение на диоде, если известно  $E = 6 \text{ В}$ ,  $R = 10 \text{ Ом}$ . ВАХ диода представлена на рис. 1.40.б.

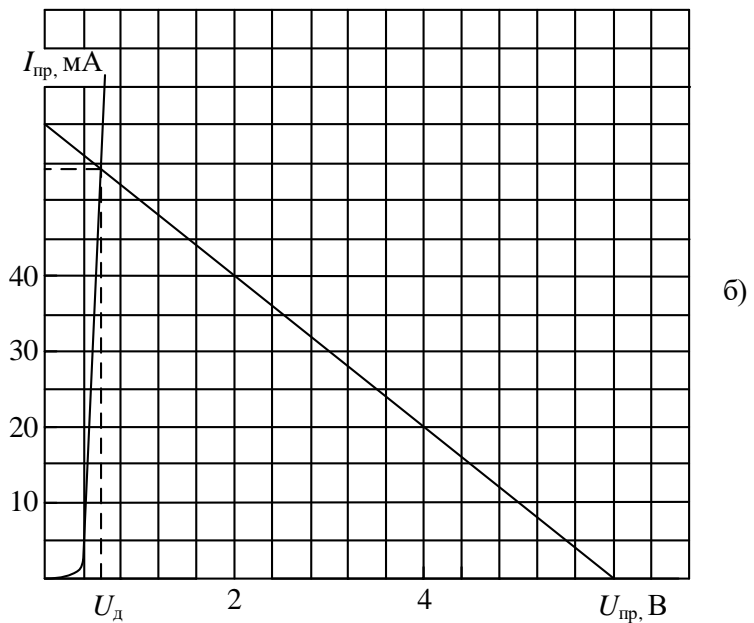
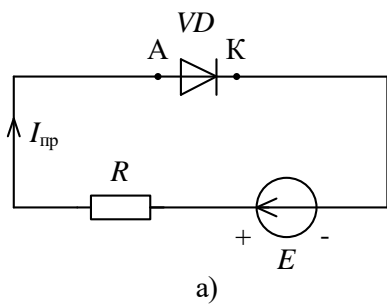


Рис. 1.40

### Решение

Задача решается графоаналитическим способом путем совместного решения уравнения  $I = f(U_{VD})$  (ВАХ диода) и уравнения нагрузочной прямой  $E = U_{VD} + IR$  (перевернутая ВАХ сопротивления  $R$ )/

1. Для построения нагрузочной прямой достаточно знать две ее точки. Удобно взять следующие:

1)  $U_{VD} = 0$ ,  $I = \frac{E}{R} = \frac{6}{10} = 0,6 \text{ А};$

2)  $I = 0$ ,  $U_{VD} = E = 6 \text{ В.}$

2. Определяем значения тока и напряжения, которые лежат на пересечении ВАХ диода и перевернутой ВАХ резистора. Получаем:

$$U_{VD} = 0,7 \text{ В}, I = 54 \text{ мА}.$$

**Задача 3.** Диод, у которого при прямом напряжении 0,8 В максимально допустимый ток равен 100 мА, соединен последовательно с резистором нагрузки  $R_H = 100 \text{ Ом}$ . Каково наибольшее значение напряжения источника, при котором диод будет работать в безопасном режиме?

**Решение**

Падение напряжения на нагрузке при максимальном токе составит:

$$U_{H.\max} = I_{\text{пр.}\max} R_H = 0,1 \cdot 100 = 10 \text{ В}.$$

С учетом прямого напряжения на диоде амплитуда напряжения источника не должна превышать  $U_{\text{ист}} = 10 + 0,8 = 10,8 \text{ В}$ .

### 1.4.5 Стабилитроны и стабисторы

**Полупроводниковый стабилитрон** – полупроводниковый диод, напряжение на котором в области электрического пробоя слабо зависит от тока и который служит для стабилизации напряжения.

Их работа основана на использовании явления электрического пробоя *p-n*-перехода при включении диода в обратном направлении.

Условное графическое обозначение полупроводникового стабилитрона на принципиальных электрических схемах и его ВАХ приведены на рис. 1.41.

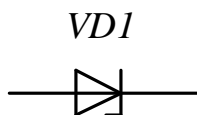


Рис.1.41. Условное графическое изображение полупроводникового стабилитрона

В отличие от обычных диодов стабилитроны и стабисторы имеют особые вольтамперные характеристики, обуславливающие их применение для стабилизации напряжения, рис.1.42.

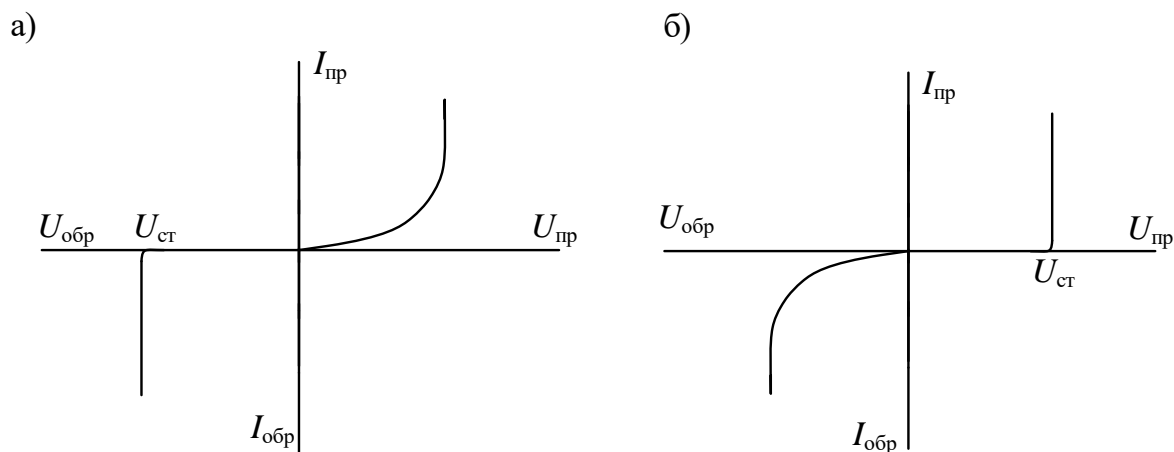


Рис.1.42. Вольтамперные характеристики диодов, предназначенных для стабилизации напряжения: *а* – вольтамперная характеристика стабилитрона; *б* – вольтамперная характеристика стабистора

У стабилитрона на обратной ветви вольтамперной характеристики имеется участок с большой крутизной. При достижении величины обратного напряжения на стабилитроне значения напряжения стабилизации  $U_{ст}$  наступает пробой стабилитрона. Этот пробой является обратимым, если величина обратного тока не превысит некоторого установленного для данного типа стабилитрона значения  $I_{ст\ max}$ , рис.1.43. В этом режиме нагрев стабилитрона не носит лавинообразный характер, поэтому электрический пробой не переходит в тепловой.

В отличие от стабилитрона, у стабистора максимальную крутизну имеет прямой участок вольтамперной характеристики.

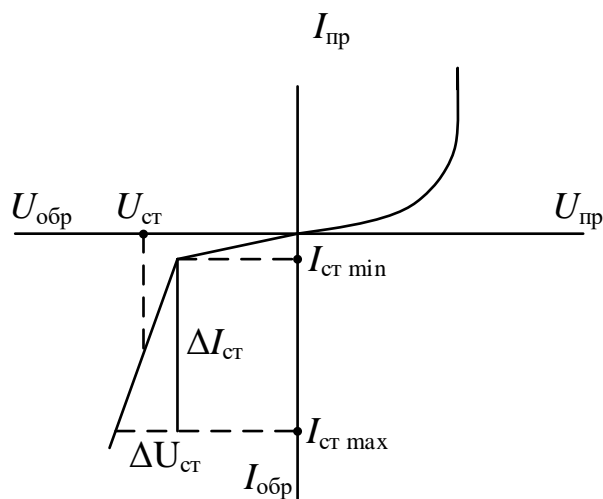


Рис.1.43. Вольтамперная характеристика реального стабилитрона

Схемы включения стабилитронов и стабисторов для стабилизации напряжения представлены на рис.1.44.



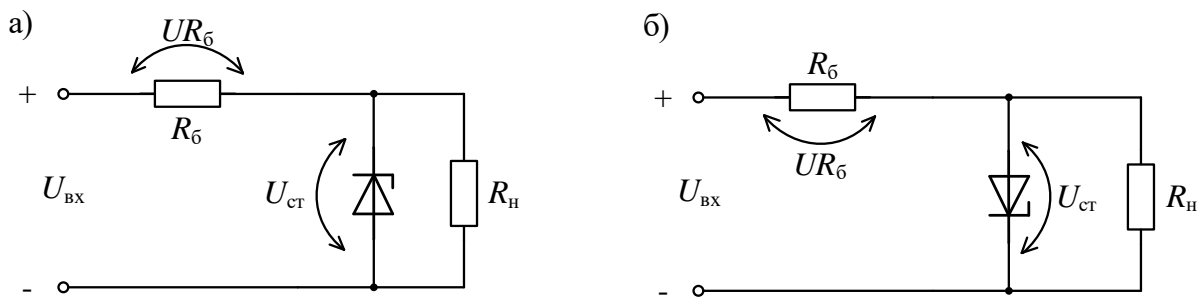


Рис.1.44. Схемы простейших стабилизаторов напряжения: *а* – стабилизатор напряжения на стабилитроне; *б* – стабилизатор напряжения на стабисторе

Напряжение на нагрузке равно напряжению стабилизации  $U_{\text{ст}}$ . Режим стабилизации наступает, когда  $U_{\text{вх}} > U_{\text{ст}}$ , рис.1.45.

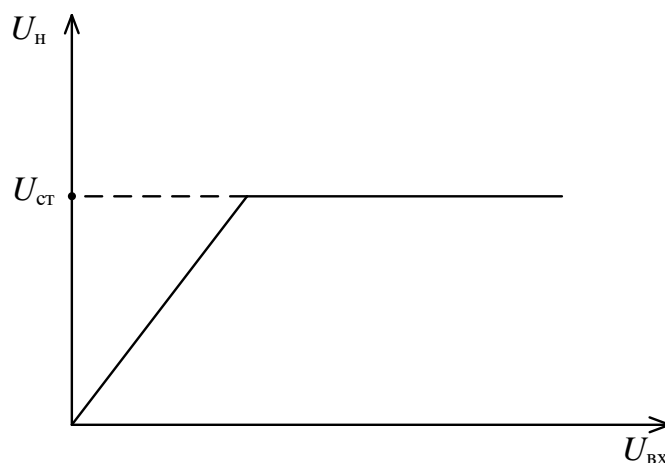


Рис. 1.45. Зависимость напряжения на нагрузке от входного напряжения

При этом избыток напряжения  $U_{R6} = U_{\text{вх}} - U_{\text{ст}}$  падает на балластном резисторе  $R_6$ . Поскольку стабистор включается в прямом смещении, напряжение стабилизации схемы рис.1.44.б меньше, чем схемы рис.1.44.а. Резистор  $R_6$  ограничивает ток, протекающий через диоды.

### Основные параметры стабилитронов

Основными электрическими параметрами стабилитронов, подлежащих контролю в технической диагностике, являются:

- напряжение стабилизации  $U_{\text{ст}}$ ;
- минимальный и максимальный токи стабилизации  $I_{\text{ст min}}$ ,  $I_{\text{ст max}}$ ;
- дифференциальное сопротивление на участке стабилизации  $r_{\text{диф}}$ ;
- температурный коэффициент напряжения стабилизации  $TKH$ .

**Напряжение стабилизации** – значение напряжения на стабилитроне при протекании заданного тока стабилизации.

**Минимальный ток стабилизации** – наименьшее значение тока через

стабилитрон, при котором режим стабилизации устойчив.

**Максимальный ток стабилизации** – наибольшее значение тока через стабилитрон, при котором его нагрев не выходит за допустимые пределы.

**Дифференциальное сопротивление на участке стабилизации** определяется при заданном значении тока стабилизации как  $r_d = dU_{ст} / dI_{ст}$ ;

**Температурный коэффициент напряжения стабилизации ТКН** – относительное изменение напряжения стабилизации при изменении температуры на  $1^\circ\text{C}$ .

Существующие стабилитроны имеют минимальное напряжение стабилизации до 3 В. Для получения меньшего напряжения (0,35 – 1,9 В) стабилизации используются стабисторы (КС107, 2С113А, 2С119А), у которых, в отличие от стабилитронов, используется прямая ветвь ВАХ.

Наряду со стабилитронами, имеющими несимметричную ВАХ, выпускаются двуханодные стабилитроны (2С170А, 2С182А), имеющие симметричную ВАХ. Они применяются для двухстороннего ограничения напряжения.

Примеры обозначений.

Кремниевый стабилитрон мощностью 300 мВт (не более 0,3 Вт), напряжением стабилизации 4,7 В и разновидностью А обозначается 2С147А.

Кремниевый стабилитрон мощностью 5 Вт (до 5 Вт), напряжением стабилизации 180 В и разновидностью А обозначается КС680А.

**Задача 4.** Кремниевый стабилитрон имеет напряжение стабилизации  $U_{ст} = 9,1$  В, средний ток стабилизации  $I_{ст.ср} = 30$  мА (рис. 1.46). Каким должно быть дифференциальное сопротивление стабилитрона, чтобы при изменении напряжения на 1% ток через стабилитрон изменился в 1,5 раза?

**Решение**

Дифференциальное сопротивление в окрестности рабочей точки определяется по формуле

$$R_{диф} = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст}}.$$

Считая рабочий участок ВАХ стабилитрона линейным в области электрического пробоя, находим  $R_{диф}$  только по положительным приращениям:

$$R_{диф} = \frac{0,01 \cdot 9,1}{1,5 \cdot 30 \cdot 10^{-3}} = 2,02 \text{ Ом}.$$

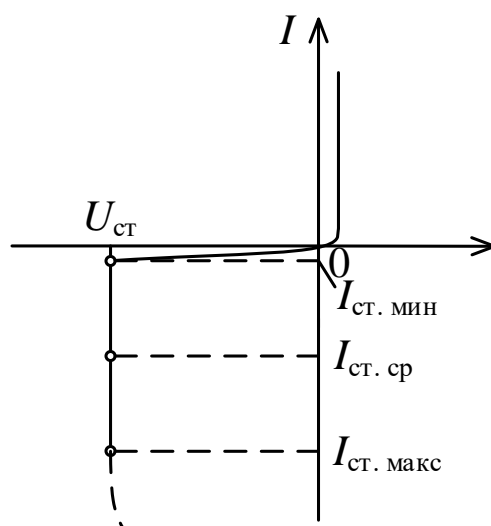


Рис. 1.46

### 1.4.6 Варисторы

**Варистор** – полупроводниковый нелинейный резистор электрическое сопротивление которого зависит от приложенного напряжения, поэтому его вольт-амперная характеристика (ВАХ) нелинейна.

Полупроводниковым материалом для изготовления варисторов служит карбид кремния.

Варисторы нашли применение в стабилизаторах и ограничителях напряжения, системах автоматического регулирования, генераторах переменного и импульсного напряжения.

Условное графическое обозначение варисторов на принципиальных электрических схемах и типичный вид их ВАХ приведены на рис. 1.47.

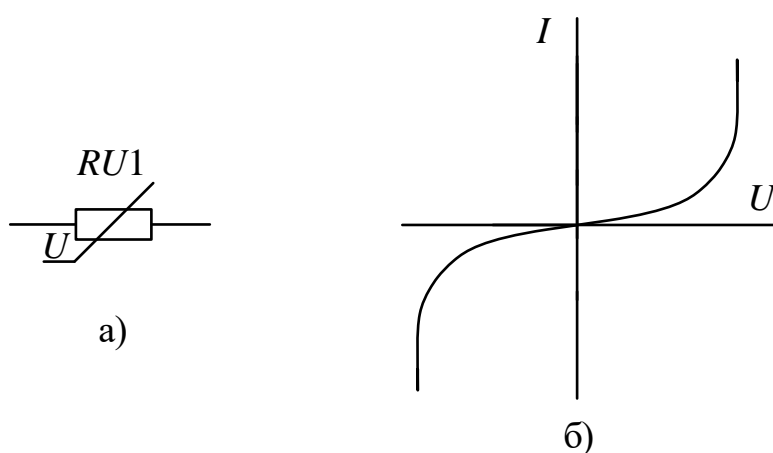


Рис. 1.47. Условное графическое обозначение варистора (а) и его ВАХ (б)

## Основные параметры варисторов

Основными электрическими параметрами варисторов, подлежащих контролю в технической диагностике, являются:

- номинальная мощность рассеяния;
- классификационное напряжение;
- классификационный ток;
- коэффициент нелинейности  $\beta$ .

**Номинальная мощность рассеяния** выпускаемых варисторов лежит в пределах 0,01–3 Вт.

**Классификационное напряжение** (условный параметр) – значение постоянного напряжения, при котором через варистор протекает заданный классификационный ток. Допуск по классификационному напряжению  $\pm 10$ ;  $\pm 20$ ;  $\pm 30$  %.

**Классификационный ток** – ток, при котором определяется классификационное напряжение.

**Коэффициент нелинейности  $\beta$**  – характеризует степень нелинейности ВАХ варистора и равен отношению сопротивления варистора постоянному току  $R_c$  к его дифференциальному сопротивлению  $R_d$  в заданной точке ВАХ:  $\beta = R_c / R_d = U dI / IdU$ .

В соответствии с действующей системой условное обозначение варистора состоит из следующих элементов [4]:

*первый элемент* – сочетание букв, обозначающие подкласс резисторов: ВР – варисторы постоянные; ВРП – варисторы переменные;

*второй элемент* – цифра, стоящая после дефиса, обозначает порядковый номер разработки;

*третий элемент* – классификационное напряжение в вольтах;

*четвертый элемент* – допустимое по напряжению %.

Примеры обозначений.

Варистор постоянный с порядковым номером разработки 3 и классификационным напряжением 560 В и допуском  $\pm 10\%$  обозначается ВР-3 – 560  $\pm 10\%$ .

В соответствии со старой системой обозначения сопротивление нелинейное из карбида кремния, цилиндрической конструкции, с порядковым номером 2, классификационным напряжением 560 В и допуском  $\pm 10\%$  обозначается СН-1-2 – 560  $\pm 10\%$ .

### 1.4.7 Терморезистор

Терморезистор – полупроводниковый нелинейный резистор, электрическое сопротивление которого зависит от температуры.

Полупроводниковым материалом для изготовления терморезисторов служат оксиды металлов и смеси оксидов.

Терморезисторы широко используются в системах автоматического дистанционного измерения и регулирования температуры, теплового контроля и защиты машин и механизмов, противопожарной сигнализации и др.

Существует два типа терморезисторов:

- терморезисторы, сопротивление которых уменьшается с ростом температуры (отрицательный ТКС);
- терморезисторы, сопротивление которых увеличивается с ростом температуры (положительный ТКС) – *позисторы*.

Условное графическое обозначение терморезисторов на принципиальных электрических схемах и типичный вид их температурных характеристик приведены на рис. 1.48.

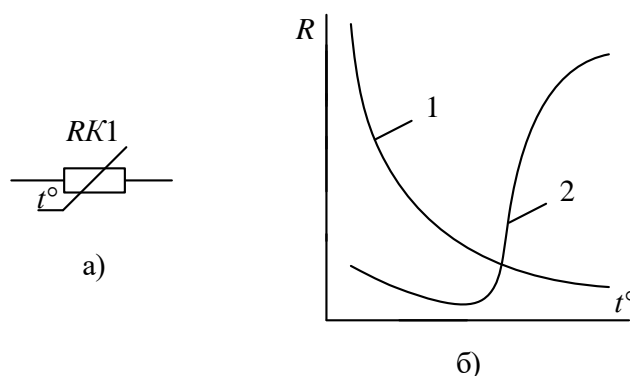


Рис. 1.48. Условное графическое обозначение (а) и характеристики (б) терморезисторов с отрицательным ТКС (1) и положительным ТКС (2)

**Номинальное сопротивление** терморезисторов устанавливается в основном по ряду Е6 либо Е12. Другие ряды используются редко. Допуски большинства типов терморезисторов составляют  $\pm 10$ ;  $\pm 20$ ;  $\pm 30$  %.

**Температурный коэффициент сопротивления ТКС** имеет такой же смысл, что и у обычных линейных резисторов.

#### Основные параметры терморезисторов:

Основными электрическими параметрами терморезисторов, подлежащих контролю в технической диагностике, являются:

- номинальное сопротивление (при  $20^{\circ}\text{C}$ );
- температурный коэффициент сопротивления ТКС;
- максимально допустимая мощность рассеяния.

**Максимально допустимая мощность рассеяния** – наибольшая мощность, которую длительное время может рассеивать терморезистор, не вызывая необратимых изменений характеристик.

В соответствии с действующей системой условное обозначение терморезисторов состоит из следующих элементов [4]:

*первый элемент* – сочетание букв, обозначающие подкласс резисторов: ТР – терморезисторы с отрицательным ТКС; ТРП – терморезисторы с положительным ТКС (позисторы);

*второй элемент* – цифра, стоящая после дефиса, обозначает порядковый номер разработки;

*третий элемент* – номинальное сопротивление и буквенное обозначение единицы измерения (Ом, кОм);

*четвертый элемент* – допустимое отклонение от номинала в %.

Примеры обозначений.

Терморезистор с отрицательным ТКС, порядковым номером 2, номинальным сопротивлением 33 кОм и допуском  $\pm 20\%$  обозначается ТР-2 – 33кОм  $\pm 20\%$ .

Наряду с новой встречаются терморезисторы прежних разработок с устаревшей системой обозначения (буквенные обозначения – ММТ, КМТ, СТ).

### 1.4.8 Транзисторы

Транзистор – полупроводниковый прибор с двумя р-п-переходами и тремя электродами, предназначенный для усиления, генерирования и преобразования электрических сигналов.

Транзисторы бывают двух видов: биполярные и полевые.

#### 1.4.8.1 Биполярный транзистор

Биполярный транзистор это полупроводниковый прибор с двумя р-п-переходами и тремя выводами, которые используются для усиления мощности электрического сигнала. В основе конструкции – трехслойная структура с различными типами электропроводности.

В зависимости от последовательности чередования слоев с различными типами проводимости различают транзисторы *р-п-р*- и *п-р-п*-типов или соответственно прямой и обратной проводимостей.

На рис. 1.49. показан *п-р-п* транзистор со своей схемой подключения (а) и его условное обозначение на схеме (б). Соответственно *р-п-р* транзистор показан на рис. 1.50.а, а его условное обозначение на рис. 1.49.б.

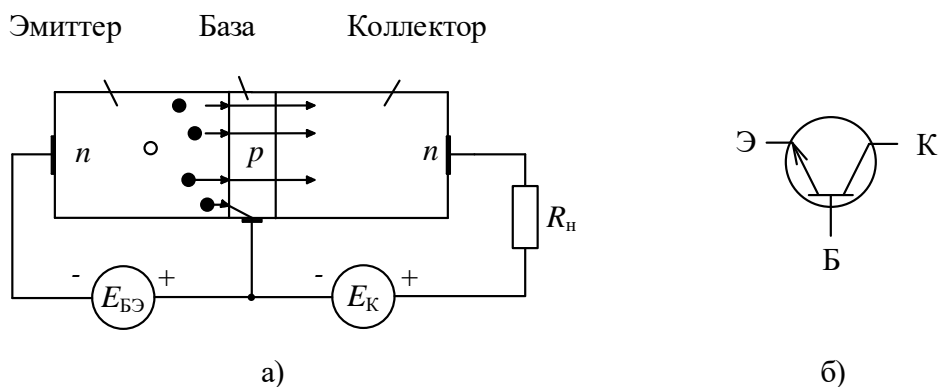


Рис. 1.49. Схема подключения транзистора  $n-p-n$  типа (а) и его условное обозначение (б)

Наружный слой, являющийся источником носителей заряда (электронов или дырок), называется *эмиттером* (Э), другой наружный слой, принимающий носители заряда, называется *коллектором* (К). Средний слой, регулирующий поток носителей заряда, называется *базой* (Б).

В трехслойной структуре транзистора  $p-n$ -переходы между эмиттером и базой и между базой и коллектором называются соответственно эмиттерным и коллекторным переходами.

Для нормальной работы транзистора требуется два источника напряжения.

Источник напряжения питания  $U_H$  ( $E_K$ ) предназначен для создания тока в выходной цепи транзистора. Напряжение источника питания приложено к коллекторному переходу в обратном направлении.

Источник напряжения смещения  $U_{см}$  ( $U_{БЭ}$ ) предназначен для создания тока во входной цепи транзистора. Напряжение источника смещения приложено к эмиттерному переходу в прямом направлении.

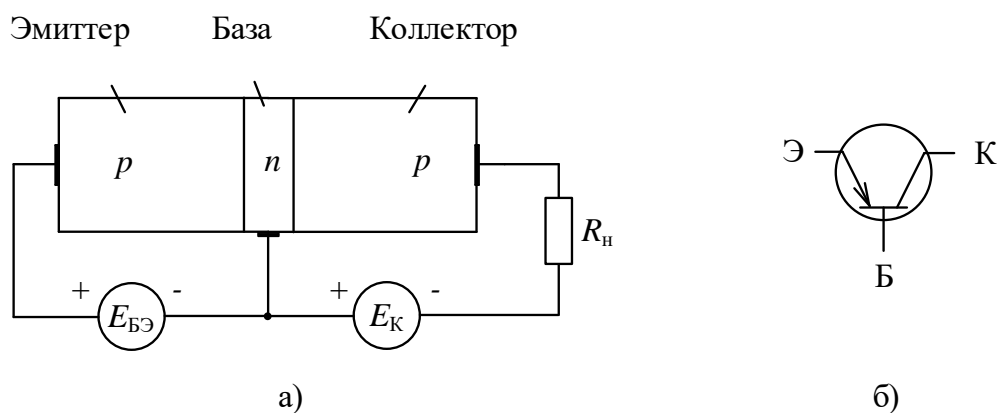


Рис. 1.50. Схема подключения транзистора  $p-n-p$  типа (а) и его условное обозначение (б)

Транзистор можно рассматривать как сопротивление, заключенное между коллектором и эмиттером. Это сопротивление можно регулировать изменением тока базы транзистора.

Возможны четыре режима работы в соответствии с тем, какое смещение, прямое или обратное, подается на коллекторный или эмиттерный переходы:

1. *Режим отсечки* – на оба перехода подано обратное смещение. Транзистор закрыт и неуправляем. участок Э-К находится в высокоомном состоянии и может считаться разомкнутым;

2. *Режим насыщения* – на оба перехода подано прямое смещение. Транзистор открыт и неуправляем. участок Э-К имеет высокую проводимость и его можно считать короткозамкнутым

3. *Активный режим* – на ЭБ подано прямое напряжение, а на КЭ – обратное. Транзистор приоткрыт и управляем. Это основной режим работы транзистора.

открыт эмиттерный переход и закрыт коллекторный;

4. *Инверсный режим* – на ЭП подается обратное напряжение, а на КП – прямое. Этот режим применяется очень редко. открыт коллекторный переход и закрыт эмиттерный.

Первые два режима используются, когда транзистор работает в качестве электронного ключа, т.е. подавляющее время своей работы транзистор либо полностью открыт, либо закрыт и находится в отсечке, а время перехода из одного состояния в другое чрезвычайно мало.

### **Принцип работы биполярного транзистора**

При подаче на переход БЭ прямого напряжения (рис. 1.49.а)  $U_{БЭ}$  электроны из  $n$ -области эмиттера устремляются в базу, создавая ток эмиттера  $I_{Э}$ . Концентрацию примесей в эмиттере делают во много раз больше, чем в базе, а саму базу по возможности тоньше. Поэтому лишь незначительная часть (1-5%) испущенных эмиттером электронов рекомбинирует с дырками базы. Большая часть электронов, миновав узкую область базы, «притягивается» коллекторным напряжением  $E_K$ , представляющим обратное напряжение для перехода БК, и устремляются к плюсу внешнего источника  $E_K$ , создавая, тем самым, ток коллектора  $I_K$ , протекающий по нагрузке  $R_H$ .

Электроны, рекомбинировавшие с дырками базы, составляют ток базы  $I_B$ . Ток коллектора, таким образом, определяется током эмиттера за вычетом тока базы

$$I_K = I_{Э} - I_B = \alpha I_{Э},$$

где  $\alpha = 0,95 \dots 0,98$  коэффициент передачи тока эмиттера.



Аналогично работает транзистор  $p-n-p$  типа, отличаясь лишь тем, что его эмиттер испускает в базу не электроны, а дырки, поэтому полярность прикладываемых к нему прямого  $U_{БЭ}$  и обратного  $E_K$  напряжений должны быть противоположны транзистору  $p-n-p$  типа (рис. 1.50).

На условном обозначении транзисторов ставится на эмиттере и направлена всегда от  $p$ - области к  $n$ - области.

В зависимости от того, какой электрод транзистора является общим для входной и выходной цепей, различают три схемы включения биполярного транзистора: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ), с общим коллектором (ОК).

### Схема с общей базой

Схема включения транзистора с общей базой (ОБ) показана на рис. 1.51.

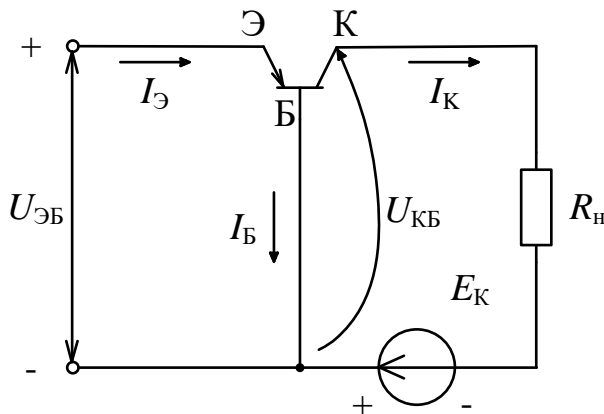


Рис. 1.51. Схема включения транзистора с общей базой

Входным сигналом для схемы с ОБ является напряжение, поданное между эмиттером и базой  $U_{ВХ} = U_{БЭ}$ , выходным – напряжение между, выделяемое на нагрузке  $U_{ВЫХ} = I_K R_H$ , входным током – ток эмиттера  $I_{ВХ} = I_Э$ , выходным током –  $I_{ВЫХ} = I_K$ . Входное напряжение  $U_{БЭ}$  является управляющим для транзистора, поэтому небольшое его изменение (доли В) приводит к изменению тока эмиттера в очень широких пределах от 0 до максимального). Падение напряжения, выделяемое на нагрузке, будет тем больше, чем больше ток коллектор, при этом на самом транзисторе будет падать лишь небольшое напряжение  $U_{БК}$ , которое будет тем меньше, чем больше ток коллектора.

По 2-му закону Кирхгофа для рис. 1.51 имеем  $E_K = U_{БК} + I_K R_H$  или

$$U_{БК} = E_K - I_K R_H = E_K - U_{ВЫХ}$$

Таким образом, изменение на доли вольт входного напряжения приводит к изменению напряжения на нагрузке, чуть меньшего, чем напряжение  $E_K$ .

Для оценки работы транзистора и его усилительных свойств в различных схемах включения следует рассматривать приращение входных и вызванные ими приращение выходных величин.

Рассматривая транзистор как усилитель, его характеризуют коэффициентом усиления и значением входного сопротивления. Различают три вида коэффициентов усиления:

- коэффициент усиления по току  $K_I = \Delta I_{\text{ВЫХ}} / \Delta I_{\text{ВХ}}$ ;
- коэффициент усиления по напряжению  $K_U = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta U_{\text{ВХ}}$ ;
- коэффициент усиления по мощности  $K_P = K_U K_I$ .

Величина входного сопротивления определяется как

$$R_{\text{ВХ}} = \Delta U_{\text{ВХ}} / \Delta I_{\text{ВХ}};$$

где  $\Delta U_{\text{ВХ}}$  изменение входного напряжения,  $\Delta I_{\text{ВХ}}$  - изменение входного тока.

Входное сопротивление любого усилителя приводит к искажению входного сигнала. Любой источник питания обладает некоторым внутренним сопротивлением, и при подключении его к усилителю образуется делитель напряжения, состоящий из внутреннего сопротивления источника и входного сопротивления усилителя. Поэтому, чем выше  $R_{\text{ВХ}}$  усилителя, тем большая часть сигнала будет выделяться на этом сопротивлении и усиливаться, и тем меньшая часть будет падать на внутреннем сопротивлении самого источника.

Для схемы рис.1.51 имеем: входной ток это  $I_{\text{Э}}$ , выходной ток -  $I_{\text{К}}$ , входное напряжение -  $U_{\text{ЭБ}}$ , выходное напряжение -  $U_{\text{КБ}}$ .

Тогда коэффициент усиления по току

$$K_{\text{ЛБ}} = \Delta I_{\text{ВЫХ}} / \Delta I_{\text{ВХ}} = \Delta I_{\text{К}} / \Delta I_{\text{Э}} = \alpha = 0,95 \dots 0,98 < 1$$

Входное сопротивление

$$R_{\text{ВХБ}} = \Delta U_{\text{ВХ}} / \Delta I_{\text{ВХ}} = \Delta U_{\text{ЭБ}} / \Delta I_{\text{Э}} \approx R_{\text{Э}}$$

Обычно это сопротивление составляет десятки – сотни Ом.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{\text{УБ}} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta U_{\text{ВХ}} = (I_{\text{К}} R_{\text{Н}}) / (I_{\text{Э}} R_{\text{Э}}) = \alpha (R_{\text{Н}} / R_{\text{Э}}) > 1$$

Если  $R_{\text{Н}}$  килоомы, то  $K_{\text{УБ}}$  может достигать 1000.

Коэффициент усиления по мощности

$$K_{\text{РБ}} = K_{\text{УБ}} K_{\text{ЛБ}} = \alpha (R_{\text{Н}} / R_{\text{Э}}) \alpha = \alpha^2 (R_{\text{Н}} / R_{\text{Э}}) > 1$$

Так как коэффициент усиления по току в схеме с ОБ меньше единицы, она широкого применения не нашла.

### **Схема с общим эмиттером**

Схема включения транзистора с общим эмиттером (ОЭ) показана на рис. 1.52 [5].

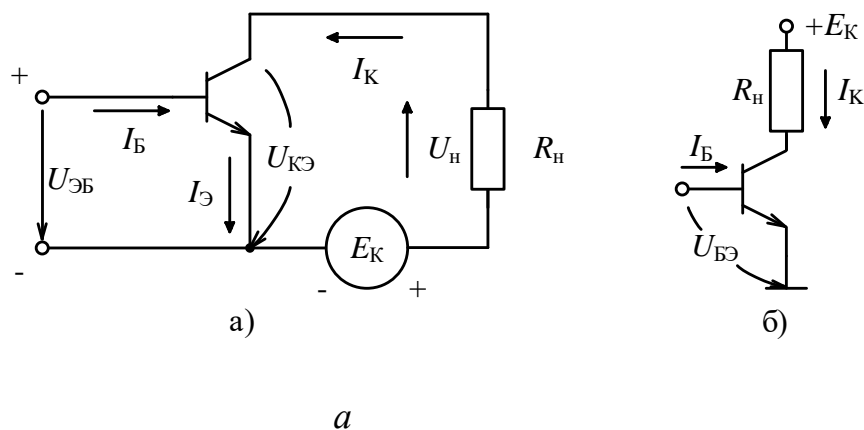


Рис. 1.52. Схема включения транзистора типа  $n-p-n$  с общим эмиттером (а) и ее типовое изображение на схемах (б)

Для схемы рис.1.52 имеем: входной ток это  $I_B$ , выходной ток -  $I_K$ , входное напряжение -  $U_{ЭБ}$ , выходное напряжение -  $U_H = I_K R_H$ .

Транзистор в схеме с ОЭ характеризуется коэффициентом передачи по току  $\beta = \Delta I_K / \Delta I_B$ , имеющим значения  $\beta = 10 \dots 100$  в зависимости от мощности транзистора.

Коэффициент усиления по току

$$K_{IЭ} = \Delta I_{\text{ВЫХ}} / \Delta I_{\text{ВХ}} = \Delta I_K / \Delta I_B = \beta \gg 1$$

Входное сопротивление

$$R_{\text{ВХЭ}} = \Delta U_{\text{ВХ}} / \Delta I_{\text{ВХ}} = \Delta U_{ЭБ} / \Delta I_B$$

Так как  $I_Э \gg I_B$  следовательно  $R_{\text{ВХЭ}} \gg R_{\text{ВХБ}}$ , т.е. величина входного сопротивления в схеме с ОЭ больше, чем в схеме с ОБ и составляет сотни Ом.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UБ} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta U_{\text{ВХ}} = (I_K R_H) / (I_B R_{\text{ВХЭ}}) = \beta (R_H / R_{\text{ВХЭ}})$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_{PЭ} = K_{UЭ} K_{IЭ} = \beta (R_H / R_{\text{ВХЭ}}) \beta = \beta^2 (R_H / R_{\text{ВХЭ}})$$

Коэффициент усиления по мощности току в схеме с ОЭ за счёт значительно большего коэффициента усиления по току также многократно превосходит схему с ОБ.

Данная схема нашла самое широкое применение в электротехнике.

### **Выходные и входные характеристики схемы с общим эмиттером**

Для схемы с ОЭ входная характеристика – это зависимость входного тока от напряжения на входе схемы, т.е.  $I_B = f(U_{БЭ})$  при фиксированных значениях напряжения коллектор – эмиттер ( $U_{КЭ} = \text{const}$ ).

Выходная характеристика – это зависимость выходного тока от падения

напряжения между коллектором и эмиттером, т.е.  $I_K = f(U_{KЭ})$  при  $I_B = const$

Входная характеристика для схемы с ОЭ повторяет прямую ветвь ВАХ диода (рис. 1.53.б). С ростом напряжения  $U_{КЭ}$  она будет незначительно смещаться вправо.

Вид выходных характеристик (рис. 1.53.а) резко различен в области малых и относительно больших значений  $U_{КЭ}$ .

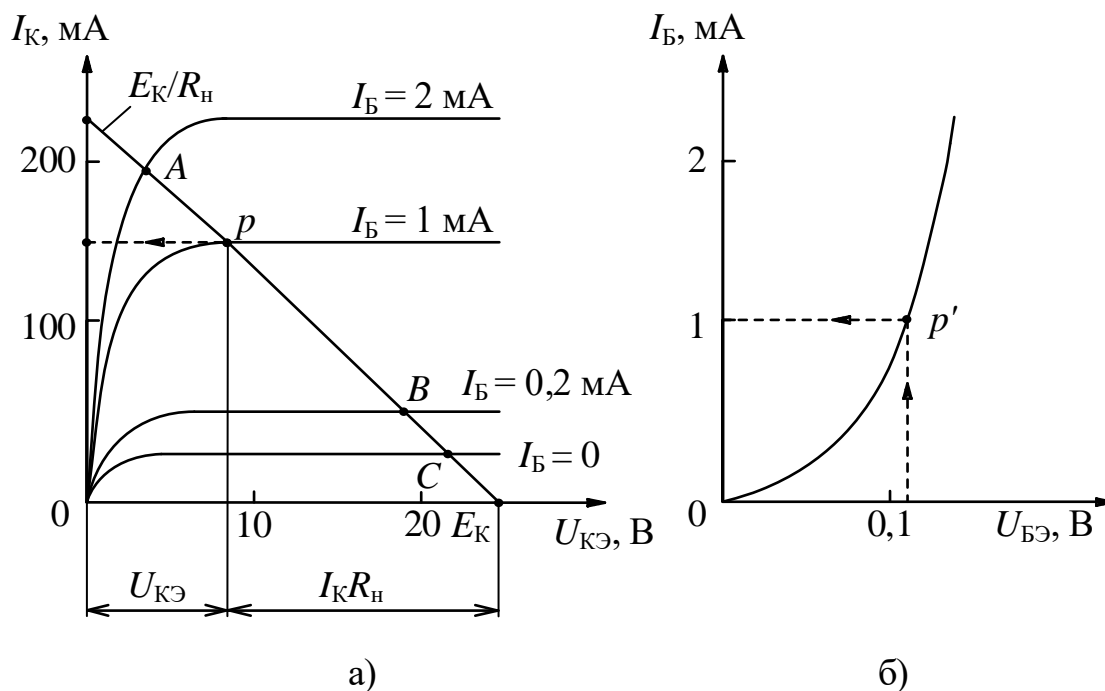


Рис. 1.53. Выходные (а) и входная (б) характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером

Характеристики, приведенные на рис. 1.53 описывают лишь статический режим работы схемы. Для оценки динамики и влияния нагрузки на работу схемы используют графоаналитический метод.

Проведем прямую через точку  $E_K$ , отложенную на оси абсцисс, и точку  $E_K/R_H$ , отложенную на оси ординат выходных характеристик транзистора. Полученная характеристика называется нагрузочной. Точка  $E_K/R_H$  этой прямой соответствует такому току, который мог бы течь через нагрузку, если транзистор замкнуть накоротко. Точка  $E_K$  соответствует другому крайнему случаю – цепь разомкнута, ток через нагрузку равен нулю, а напряжение  $U_{КЭ} = E_K$ . Точка  $p$  пересечения нагрузочной прямой со статической выходной характеристикой, соответствующей входному току базы, определит рабочий режим работы схемы, т.е. ток на нагрузке  $I_K$ , падение напряжения на ней  $U_K = I_K R_H$  и паде-

ние напряжения на самом транзисторе  $U_{КЭ}$ . На рис. 1.53.а точка  $p$  соответствует подаче в транзистор тока базы  $I_B = 1$  мА. Подача тока базы  $I_B = 2$  мА приводит к смещению рабочей точки в точку А и перераспределения напряжений между нагрузкой и транзистором.

Режим соответствующей точке А, называют режимом насыщения (ток  $I_K$  достигает наибольшего возможного значения). Режим соответствующей точке С, называют режимом отсечки (входной сигнал равен нулю). Все промежуточные режимы между точками А и С относятся к активному режиму работы транзистора.

Так как  $I_E \gg I_B$  следовательно  $R_{вхЭ} \gg R_{вхБ}$ , т.е. величина входного сопротивления в схеме с ОЭ больше, чем в схеме с ОБ и составляет сотни ом.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UB} = \Delta U_{вых} / \Delta U_{вх} = (I_K R_H) / (I_B R_{вхЭ}) = \beta (R_H / R_{вхЭ})$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = K_U K_I = \beta (R_H / R_{вхЭ}) \beta = \beta^2 (R_H / R_{вхЭ}).$$

### Схема замещения транзистора и определение значений ее параметров

Для транзистора как четырёхполюсника в качестве независимых переменных обычно принимают приращения входного тока  $\Delta I_1$  и выходного напряжения  $\Delta U_2$ , а приращения входного напряжения  $\Delta U_1$  и выходного тока  $\Delta I_2$  выражают через так называемые  $h$ -параметры транзистора (рис. 1.54):

$$\begin{cases} \Delta U_1 = h_{11} \Delta I_1 + h_{12} \Delta U_2; \\ \Delta I_2 = h_{21} \Delta I_1 + h_{22} \Delta U_2, \end{cases} \quad (1.1)$$

где индекс 1 для входной цепи, индекс 2 – для выходной.

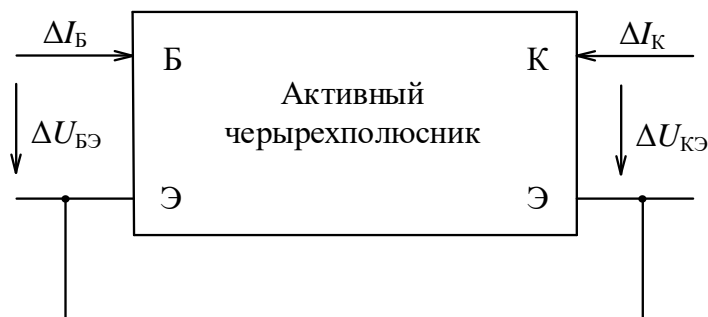


Рис. 1.54. Транзистор, включенный по схеме ОЭ как активный четырехполюсник

Тогда связь согласно выражению (1.1) между входными  $(\Delta U_{БЭ}, \Delta I_Б)$  и выходными  $(\Delta U_{КЭ}, \Delta I_К)$  приращениями напряжений и токов для транзистора, включенного по схеме общий эмиттер будет иметь вид:

$$\begin{cases} \Delta U_{БЭ} = h_{11Э} \Delta I_{Б} + h_{12Э} \Delta U_{КЭ}; \\ \Delta I_{К} = h_{21Э} \Delta I_{Б} + h_{22Э} \Delta U_{КЭ}. \end{cases} \quad (1.2)$$

Неизвестные  $h$ -параметры транзистора легко определяются опытным путем:

- входное дифференциальное сопротивление транзистора при неизменном выходном напряжении ( $U_{КЭ} = const$ )

$$h_{11Э} = \left. \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} \right|_{\Delta U_2=0} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{Б}}; \quad (1.3)$$

- коэффициент передачи тока при неизменном выходном напряжении ( $U_{КЭ} = const$ )

$$h_{21Э} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} \right|_{\Delta U_2=0} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Б}} = \beta; \quad (1.4)$$

- коэффициент внутренней обратной связи по напряжению при неизменном входном токе ( $I_{Б} = const$ )

$$h_{12} = \left. \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \right|_{\Delta I_1=0} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}}; \quad (1.5)$$

- выходная проводимость транзистора при неизменном входном токе ( $I_{Б} = const$ )

$$h_{22} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} \right|_{\Delta I_1=0} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta U_{КЭ}}. \quad (1.6)$$

$h$ -параметры транзистора в рабочей точке  $A$  можно определить графическим путём. Параметры  $h_{11Э}$  находят по входной характеристике (рис. 1.55).

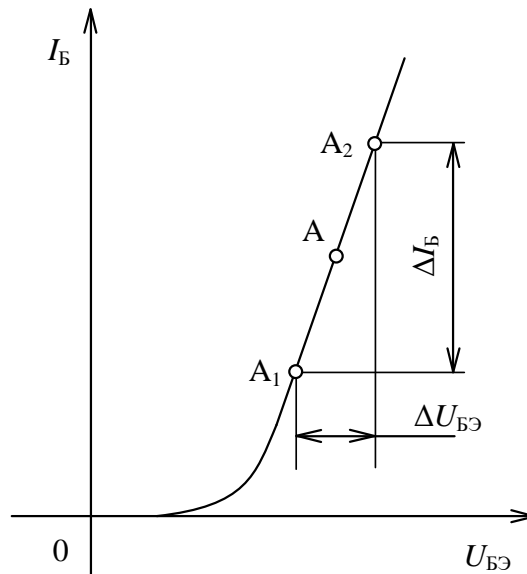


Рис. 1.55. Построения для определения  $h_{11Э}$

На входной характеристике выбирают вблизи рабочей точки А две вспомогательные точки  $A_1$  и  $A_2$  (приблизительно на одинаковом расстоянии), находят приращения напряжения и тока базы и рассчитывают входное дифференциальное сопротивление  $h_{11Э}$ . Параметры  $h_{22Э}$  и  $h_{21Э}$  определяются из семейства выходных характеристик транзистора (рис. 1.56):

$$h_{21Э} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} = \beta = \frac{I_{K2} - I_{K1}}{I_{B2} - I_{B1}}; \quad h_{22Э} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{КЭ}} = \frac{I_{K2}^* - I_{K1}^*}{U_{K2}^* - U_{K1}^*}. \quad (1.7)$$

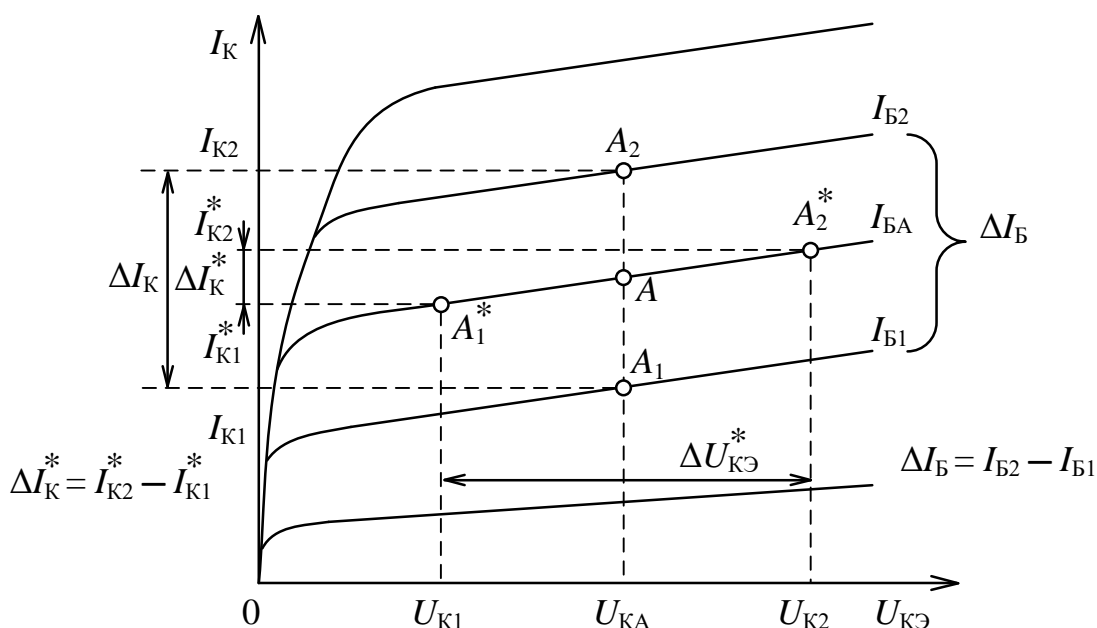


Рис. 1.56. Построения для определения  $h_{22Э}$  и  $h_{21Э}$

### Основные параметры биполярных транзисторов:

- максимально допустимое постоянное напряжение между коллектором и эмиттером  $U_{КЭ \max}$ ;
- максимально допустимый постоянный ток коллектора  $I_{K \max}$ ;
- максимально допустимая рассеиваемая мощность  $P_{K \max}$ ;
- статический коэффициент передачи тока  $\beta_{ст}$  ( $h_{21Э}$ );
- граничная частота коэффициента передачи тока  $f_{гр}$ .

**Статический коэффициент передачи тока базы** — отношение постоянного тока коллектора к постоянному току базы при заданном напряжении  $U_{КЭ}$  и токе  $I_{Э}$  в схеме с общим эмиттером  $\beta_{ст} = I_K / I_B$ .

**Граничная частота коэффициента передачи тока** — частота, при которой модуль коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером стремится к единице.

В соответствии с ОСТ 11 336.919-81 условное обозначение современных

типов транзисторов (кроме силовых) состоит из следующих элементов [6]:

*первый элемент* – буква или цифра, обозначающая исходный полупроводниковый материал: 1 или Г – германий или его соединения; 2 или К – кремний или его соединения;

*второй элемент* – буква, указывающая подкласс транзистора: Т – биполярный транзистор; П – полевой транзистор;

*третий элемент* – цифра, определяющая функциональные возможности транзистора по допустимой рассеиваемой мощности и частотным свойствам:

*транзисторы малой мощности* (с максимальной рассеиваемой мощностью не более 0,3 Вт):

1 – низкой частоты, с граничной частотой не более 3 МГц;

2 – средней частоты, с граничной частотой не более 3, но не более 30 МГц;

3 – высокой частоты и СВЧ, с граничной частотой более 30 МГц;

*транзисторы средней мощности* (с максимальной рассеиваемой мощностью более 0,3 Вт, но не более 1,5 Вт):

4 – низкой частоты, с граничной частотой не более 3 МГц;

5 – средней частоты, с граничной частотой не более 3, но не более 30 МГц;

6 – высокой частоты и СВЧ, с граничной частотой более 30 МГц;

*транзисторы большой мощности* (с максимальной рассеиваемой мощностью более 1,5 Вт):

7 – низкой частоты, с граничной частотой не более 3 МГц;

8 – средней частоты, с граничной частотой не более 3, но не более 30 МГц;

9 – высокой частоты и СВЧ, с граничной частотой более 30 МГц;

*четвертый элемент* – число, указывающее порядковый номер разработки транзистора;

*пятый элемент* – буква, указывающая группу транзистора по параметрам.

Примеры обозначений.

Германиевый биполярный транзистор малой мощности, низкой частоты, порядковым номером разработки 08 и группой А обозначается ГТ108А.

Кремниевый биполярный транзистор большой мощности, высокой частоты, порядковым номером разработки 12 и группой Б обозначается 2Т912Б.

Условное обозначение силовых транзисторов состоит из следующих элементов [6]:

*первый элемент* (у некоторых типов транзисторов он может отсутствовать) – буква или цифра, обозначающая исходный полупроводниковый матери-



ал: 1 или Г – германий или его соединения; 2 или К – кремний или его соединения;

*второй элемент* – буквы, обозначающие вид транзистора: ТК – дискретный биполярный транзистор; ТКД – составной биполярный транзистор; ТКП – полевой транзистор;

*третий элемент* – число, обозначающее порядковый номер разработки транзистора;

*четвертый элемент* – отделенное дефисом число, соответствующее максимально допустимому постоянному току коллектора (стока для полевых) в амперах;

*пятый элемент* – отделенное дефисом число, соответствующее максимально допустимому постоянному напряжению коллектор-эмиттер (сток-исток для полевых) в сотнях вольт (класс по напряжению).

Пример обозначения.

Составной биполярный транзистор с порядковым номером разработки 133, максимально допустимым током коллектора 80 А, максимально допустимым напряжением коллектор-эмиттер 300 В (класс 3) обозначается ТКД133-80-3.

**Задача 5.** На рис. 1.57.а и б изображены входные и выходные характеристики транзистора с общим эмиттером (ОЭ). Какого типа данный транзистор? Покажите на характеристиках области, соответствующие активному режиму, режиму насыщения и режиму отсечки.

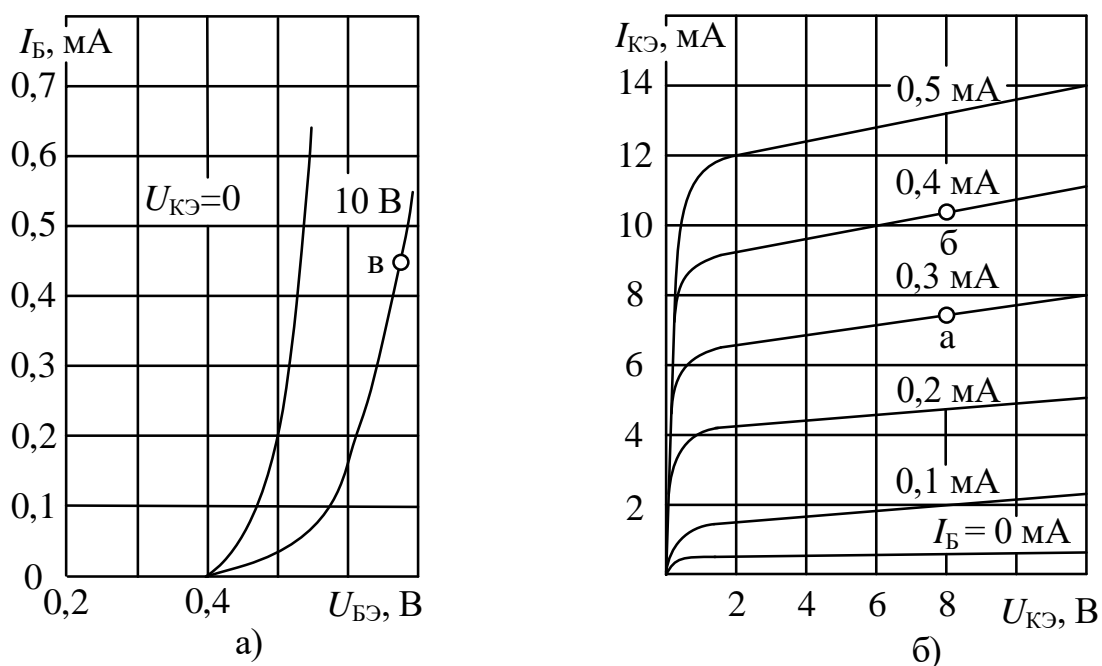


Рис. 1.57

### Решение

Полярность внешних напряжений ( $U_{БЭ} > 0, U_{КЭ} > 0$ ) соответствует транзистору типа  $n-p-n$ . Для того чтобы его эмиттерный переход был открыт, на базу подается положительное напряжение. На коллекторный переход также подается положительное напряжение. При ( $U_{КЭ} < U_{БЭ}$ ) имеет место режим насыщения, когда оба перехода открыты. Этот режим лежит в области  $U_{КЭ} < 1 \text{ В}$ .

При  $U_{КЭ} > 1 \text{ В}$  напряжение между коллектором и базой становится положительным, коллекторный переход закрывается, транзистор переходит в активный режим (эмиттер инжектирует носители, коллектор их принимает).

Режим отсечки соответствует области выходной ВАХ, лежащей ниже характеристики, снятой при  $I_{Б=0}$ . В этом режиме оба перехода закрыты.

**Задача 6.** Для транзистора, ВАХ которого даны на рис. 1.57.а и б, определить основные  $h$  параметры схемы замещения для включения с ОЭ.

### Решение

1. Коэффициент передачи тока базы  $\beta$  определяем по (1.4) и рис. 1.57.б при  $U_{КЭ} = 8 \text{ В}$  как отношение приращений при переходе из точки  $a$  в точку  $b$

$$\beta = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Б}} \bigg|_{\Delta U_{КЭ}=8 \text{ В}} = \frac{(10,4 - 7,6) \cdot 10^{-3}}{(0,4 - 0,3) \cdot 10^{-3}} = 28$$

2. Входное дифференциальное сопротивление транзистора  $R_{Э}$  определяем по (1.3) в окрестностях точки  $b$  по рис. 1.57.а

$$h_{11Э} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{Б}} \bigg|_{\Delta U_{КЭ}=10} = \frac{0,02}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 200 \text{ Ом.}$$

3. Выходная проводимость транзистора при неизменном входном токе определяем по (1.6) в окрестностях точки  $a$  при  $I_{Б} = 0,3 \text{ мА}$ .

$$h_{22} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta U_{КЭ}} \bigg|_{I_{Б}=0,3 \text{ мА}} = \frac{(8 - 0,75) \cdot 10^{-3}}{(8 - 0)} = 0,906 \cdot 10^{-3} \text{ См.}$$

4. Коэффициент внутренней обратной связи по напряжению при неизменном входном токе ( $I_{Б} = \text{const}$ ) обычно не определяется.

#### 1.4.8.2 Полевые транзисторы

В ряде случаев использование биполярных транзисторов затруднено, так как они управляются током, в результате чего потребляют заметную мощность от входной цепи. Указанного недостатка лишены *полевые транзисторы*, которые практически не потребляют ток от входной цепи.

**Полевой транзистор** – полупроводниковый прибор, в котором ток, протекающий через канал, управляется электрическим полем. В полевых транзисторах ток обусловлен носителями заряда только одного знака, в связи с чем их относят к классу униполярных.

Каналом называется центральная область транзистора. Электрод, из которого в канал втекают основные носители заряда, называется *истоком* (*И*). Электрод, через который из канала вытекают основные носители заряда, называется *стоком* (*С*). Электрод, служащий для регулирования поперечного сечения канала, называется *затвором* (*З*).

Полевые транзисторы подразделяются на два вида: с управляющим *p-n*-переходом и с изолированным затвором (со структурой металл-диэлектрик-полупроводник или МДП-транзисторы). Так как широкое распространение получили МДП-транзисторы с диэлектриком из диоксида кремния, то их обычно называют МОП-транзисторами (металл-окисел-полупроводник).

Каждый из видов транзисторов может быть двух типов: *n*-канальный и *p*-канальный.

Условные графические обозначения полевых транзисторов на принципиальных электрических схемах приведены на рис. 1.58.

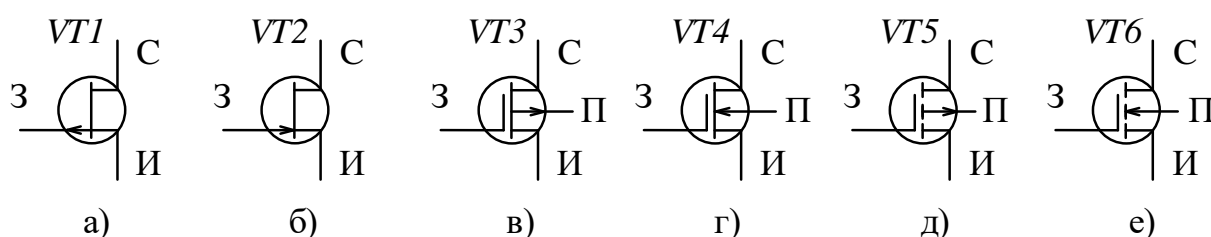


Рис. 1.58. Условные графические обозначения полевых транзисторов:

с управляющим *p-n*-переходом *p*-типа (а) и *n*-типа (б);

МОП-транзисторы с встроенным каналом *p*-типа (в) и *n*-типа (г);

МОП-транзисторы с индуцированным каналом *p*-типа (д) и *n*-типа (е)

Полевой транзистор с *управляющим p-n*-переходом (рис. 1.58, а, б) представляет собой пластину из полупроводникового материала, имеющего электропроводность определенного типа с двумя выводами от концов – *истоком* и *стоком*. Вдоль пластины выполнен *p-n*-переход, от которого сделан третий вывод – *затвор*.

Схема включения с общим истоком полевого транзистора с *управляющим p-n*-переходом и каналом *n*-типа приведена на рис. 1.59. При использовании транзистора с каналом *p*-типа необходимо изменить полярность источников напряжения  $U_{ЗИ}$  и  $U_{п}$  на противоположную.

Под действием напряжения питания  $U_{п}$  между стоком и истоком проте-

кает ток стока  $I_C$ , а напряжение, приложенное к затвору  $U_{ЗИ}$ , смещает  $p$ - $n$ -переход в обратном направлении. Сопротивление канала увеличивается с повышением приложенного к нему обратного напряжения.

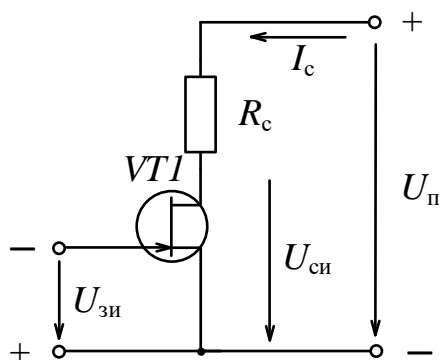


Рис. 1.59. Схема включения с общим истоком полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$  переходом и каналом  $n$ - типа

На рис. 1.60 приведены выходные и передаточная характеристики полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом.

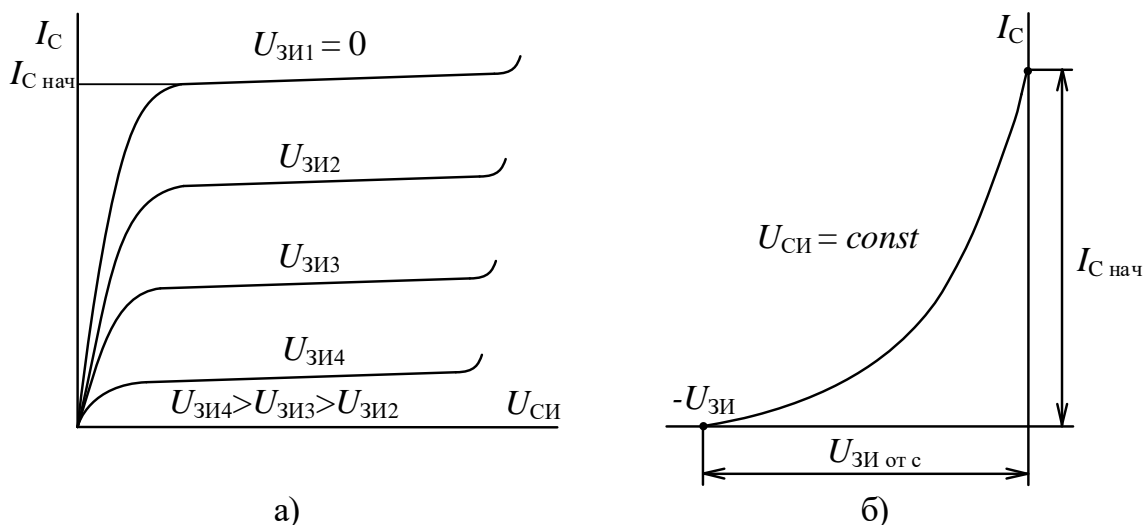


Рис. 1.60. Выходные (а) и передаточная (б) характеристики полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом

Выходные характеристики полевого транзистора представляют собой зависимость тока стока  $I_C$  от напряжения между стоком и истоком  $U_{СИ}$   $I_C = f(U_{СИ})$  при неизменном напряжении между затвором и истоком  $U_{ЗИ}$ . Передаточная характеристика – это зависимость тока стока  $I_C$  от напряжения между затвором и истоком  $U_{ЗИ}$   $I_C = f(U_{ЗИ})$  при неизменном напряжении между стоком и истоком  $U_{СИ}$ . Из характеристик видно, что при  $U_{ЗИ} = 0$  по каналу течет ток  $I_{Снач}$ , который зависит от сопротивления канала. При увеличении напряжения  $U_{ЗИ}$  ток  $I_C$

уменьшается. При определенном  $U_{зи}$ , называемом напряжением отсечки  $U_{зиотс}$ , ток  $I_C$  практически не протекает. При определенном значении тока стока  $I_C$  наступает режим насыщения. Напряжение, при котором наступает режим насыщения, называется напряжением насыщения.

Таким образом, работа полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом основана на изменении сопротивления канала под действием приложенного к затвору обратного напряжения.

Полевые транзисторы с изолированным затвором (МОП- транзисторы) подразделяются на транзисторы с *встроенным* и *индуцированным каналом*.

У МОП-транзисторов в отличие от транзисторов с управляющим  $p$ - $n$ -переходом металлический затвор изолирован от полупроводника канала слоем диэлектрика и имеется дополнительный вывод от кристалла, на котором выполнен прибор, называемый *подложкой (П)*. Таким образом, затвор электрически изолирован от канала. Канал и подложка имеют различный тип проводимости. Подложка соединяется с истоком. Это соединение либо осуществляется внутри прибора, либо подложка имеет вывод во внешнюю цепь и это соединение осуществляется во внешней цепи.

Схема включения с общим истоком полевого МОП- транзистора со встроенным каналом  $n$ -типа приведена на рис. 1.61. На рис. 1.62 приведены его выходные и передаточная характеристики.

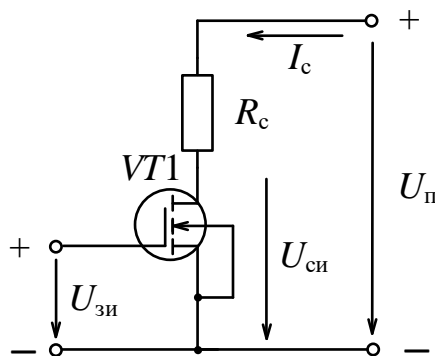


Рис. 1.61. Схема включения с общим истоком МДП-транзистора с индуцированным каналом  $n$ -типа

Из характеристик видно, что при отсутствии напряжения на затворе  $U_{зи} = 0$  ток стока  $I_C$  транзистора практически отсутствует. Рост тока стока  $I_C$  начинается при подаче на затвор напряжения  $U_{зи}$ , превышающего некоторое пороговое значение  $U_{зипор}$ . Схема включения МОП-транзистора с каналом  $p$ -типа отличается только направлением тока  $I_C$  и противоположной полярностью напряжений  $U_{зи}$  и  $U_{п}$ , указанным на рис. 1.61.

#### Основные параметры полевых транзисторов:

– *максимально допустимое постоянное напряжение между стоком и*

истоком  $U_{СИmax}$ ;

- максимально допустимый постоянный ток стока  $I_{Сmax}$ ;
- крутизна характеристики  $S$ ;
- начальный ток стока  $I_{Снач}$ ;
- напряжение отсечки  $U_{ЗИотс}$ ;
- пороговое напряжение  $U_{ЗИпор}$ ;
- сопротивление сток – исток в открытом состоянии  $R_{СИотк}$ ;
- максимальная рабочая частота  $f$ ;
- максимально допустимая рассеиваемая мощность  $P_{max}$ .

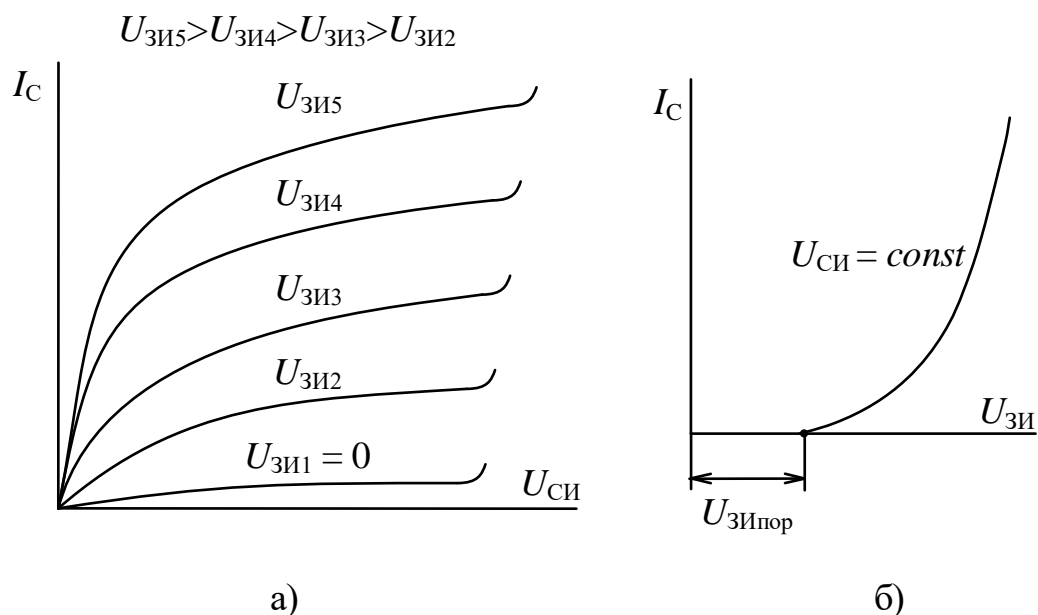


Рис. 1.62. Выходные (а) и передаточная (б) характеристики полевого МОП-транзистора с индуцированным каналом  $n$ -типа

**Крутизна характеристики** – отношение приращения тока стока к приращению напряжения на затворе при заданном напряжении между стоком и истоком  $S = dI_C / dU_{ЗИ}$ .

**Начальный ток стока** – ток стока при напряжении между затвором и истоком равным нулю.

**Напряжение отсечки** – напряжение между затвором и истоком в режиме обеднения, при котором ток стока достигает заданного низкого значения.

**Пороговое напряжение** – напряжение между затвором и истоком в режиме обогащения, при котором ток стока достигает заданного низкого значения.

**Сопротивление сток-исток в открытом состоянии** – сопротивление между стоком и истоком в открытом состоянии при заданном напряжении между стоком и истоком, меньшем напряжения насыщения.

**Максимальная рабочая частота** – частота, при которой коэффициент

усиления по мощности равен единице.

Примеры обозначений.

Кремниевый полевой транзистор с *управляющим p-n-переходом* малой мощности, низкой частоты, порядковым номером разработки 03 и группой Е обозначается КП103Е.

Кремниевый полевой МОП-транзистор большой мощности, высокой частоты, порядковым номером разработки 04 и группой *Б* обозначается 2П904Б.

#### 1.4.8.3 Биполярные транзисторы с изолированным затвором

Биполярные транзисторы длительный период времени оставались основными полностью управляемыми силовыми ключами, обладающими малыми потерями проводимости. Однако принципиальными недостатками биполярных транзисторов являются сложность управления, значительная мощность, потребляемая на это, и ограниченный диапазон рабочих частот из-за высоких потерь переключения.

МОП-транзисторы имеют значительные ограничения на повышение рабочих напряжений. Эти ограничения обусловлены повышением сопротивления во включенном состоянии, а следовательно потерь проводимости, транзисторов, разработанных на более высокие напряжения. В этой связи в настоящее время МОП-транзисторы используются, как правило, на рабочие напряжения, не превышающие 300-400 В. Мощные высоковольтные МОП-транзисторы уступают биполярным из-за относительно высоких сопротивлений, что увеличивает потери в проводящем состоянии.

Интенсивное развитие в последние годы силовой электроники привело к разработке и выпуску рядом зарубежных фирм силовых биполярных транзисторов с изолированным затвором (БТИЗ).

**БТИЗ** представляет собой сочетание входного полевого транзистора с изолированным затвором (МОП-транзистора) и выходного биполярного транзистора [7]. Имеется много способов создания таких приборов, однако наибольшее распространение получили приборы **IGBT** (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) [7].

Схема замещения и условное графическое обозначение IGBT на принципиальных электрических схемах приведены на рис. 1.63.

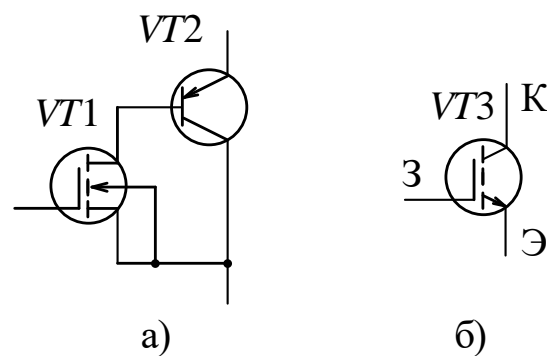


Рис. 1.63. Упрощенная схема замещения (а) и условное графическое обозначение (б) транзистора IGBT;  $K$  – коллектор,  $\mathcal{E}$  – эмиттер,  $\mathcal{Z}$  – затвор

IGBT обладают положительными качествами как биполярных, так и полевых транзисторов.

При рабочих напряжениях до 1500-1700 В и выше они имеют относительно низкое падение напряжения (2,5-3,5В), обладают хорошими частотными свойствами (частота коммутации более 20 кГц) и крайне низким значением мощности, требуемой для управления. Такое сочетание свойств обеспечило им быстрое расширение сферы применения в устройствах средней мощности и позволило практически полностью вытеснить биполярные транзисторы.

IGBT нашли широкое применение в силовых ключах и модулях преобразователей энергии средней мощности различного назначения.

#### 1.4.9 Тиристоры

Тиристор – это полупроводниковый электропреобразовательный прибор, включающий три и более  $p$ - $n$ -переходов, который имеет два рабочих состояния – открытое и закрытое. Все тиристоры имеют два рабочих вывода, которые по аналогии с диодами называются анодом и катодом. Управляемые тиристоры имеют управляющий электрод.

##### Классификация тиристоров

В зависимости от количества  $p$ - $n$ -переходов и выводов тиристоры подразделяют на диодные тиристоры – *динисторы* (рис.1.64.а), триодные тиристоры – *тринисторы* (рис. 1.64.б), симметричные тиристоры – *симисторы* (рис.1.64.в). Тринисторы подразделяются по методу подключения управляющего электрода: с управлением по аноду и с управлением по катоду.



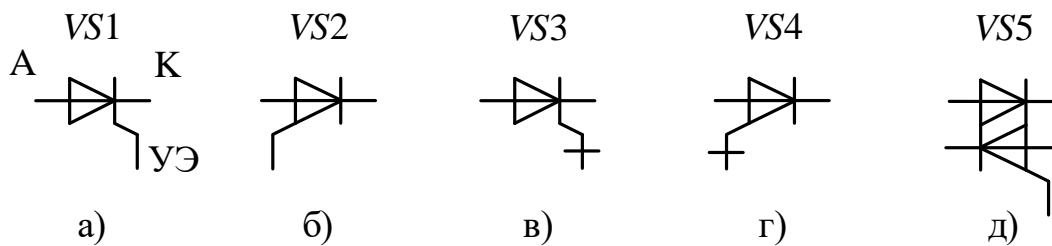


Рис. 1.64. Условные графические обозначения тиристорov: однооперационные несимметричные с управлением по катоду (а) и по аноду (б); двухоперационные несимметричные с управлением по катоду (в) и по аноду (г); симметричный, симистор (д); А – анод, К – катод, УЭ – управляющий электрод

#### 1.4.9.1 Устройство и принцип действия динистора

Структура динистора состоит из четырех полупроводниковых областей с различным типом электропроводности (рис. 1.65).

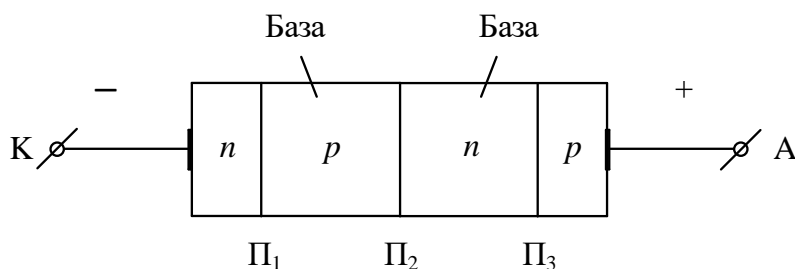


Рис.1.65. Структура динистора

Крайняя *n*-область называется катодом, крайняя *p*-область – анодом. Аналогично диодам на динистор может быть подано прямое или обратное напряжение. При прямом включении динистора к аноду подключают положительную клемму, а к катоду отрицательную клемму внешнего источника питания.

В этом случае крайние *p-n*-переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  смещены в прямом направлении – их называют эмиттерными. Средний *p-n*-переход  $\Pi_2$  смещен в обратном направлении – его называют коллекторным. Между эмиттерными и коллекторным переходами расположены базовые области *p*- и *n*-типа.

При малых прямых смещениях эмиттерные переходы открыты, а коллекторный – закрыт. Через переход  $\Pi_1$  в *p*-базу инжектируются электроны, которые затем диффундируют к коллекторному переходу  $\Pi_2$ . Поле обратного смещенного коллекторного перехода  $\Pi_2$ , электроны подхватываются и перебрасываются в *n*-базу. Дальнейшему движению электронов препятствует потенциальный барьер эмиттерного перехода  $\Pi_3$ . Поэтому в области *n*-базы накаплива-

ются электроны. Аналогично процессы происходят с дырками, инжектированными через переход  $\Pi_3$  в  $n$ -базу.

Противоположные по знаку заряды, накапливающиеся в  $p$ - и  $n$ -базах находятся в состоянии динамического равновесия – количество поступающих зарядов равно количеству рекомбинируемых зарядов.

При увеличении прямого смещения динамическое равновесие смещается в сторону увеличения зарядов. Накопленные в базах заряды создают электрическое поле, направленное противоположно контактному полю закрытого коллекторного перехода  $\Pi_2$ . Поэтому при некотором прямом смещении  $U_{AK}$  переход  $\Pi_2$  откроется. Данное напряжение называется напряжением включения динистора  $U_{ВКЛ}$ .

При этом все три перехода динистора оказываются открытыми, анодный ток динистора  $I_A$  резко возрастает и напряжения  $U_{AK}$  на динисторе падает – динистор открывается.

В открытом состоянии ток через динистор ограничивается только малыми омическими сопротивлениями  $p$ - $n$ - $p$ - $n$  областей.

При обратных смещениях на динисторе эмиттерные переходы закрыты, а коллекторный – открыт. Инжекция носителей отсутствует. Ток через динистор не протекает – динистор закрыт.

Таким образом, при увеличении прямого смещения выше некоторого напряжения  $U_{ВКЛ}$  динистор переходит из закрытого состояния в открытое.

### Вольт-амперная характеристика (ВАХ) динистора

Схема включения и прямая ветвь ВАХ динистора приведены на рис. 1.66. Обратная ветвь ВАХ несимметричного динистора идентична обратной ветви ВАХ диода.

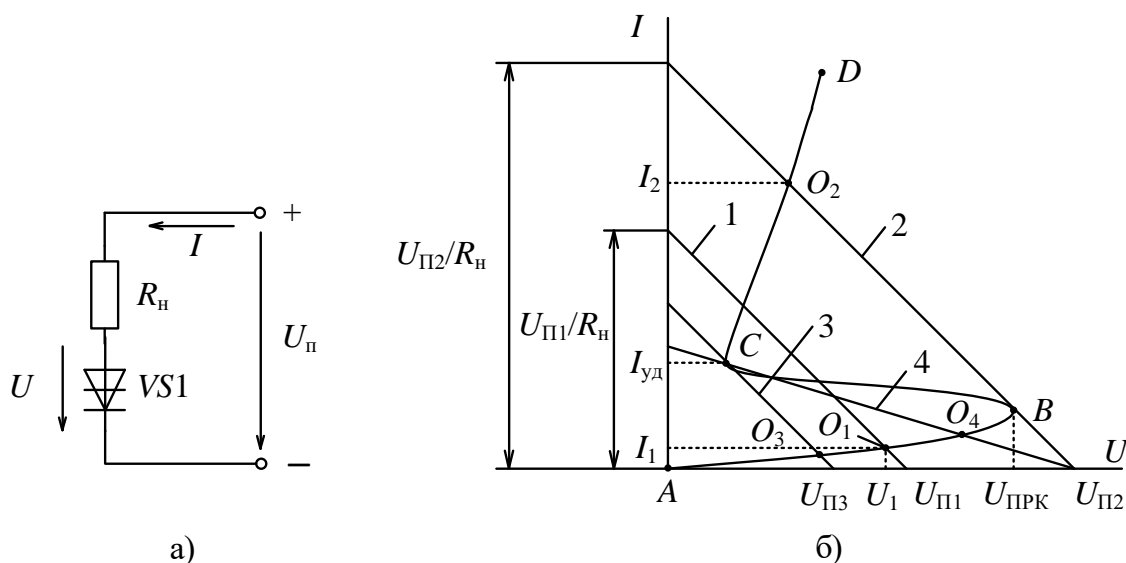


Рис. 1.66. Схема включения (а) и семейство ВАХ (б) несимметричного однооперационного тринистора с управлением по катоду

При напряжении питания равном величине  $U_{п1}$  режим работы схемы определяется линией нагрузки 1 и соответствует точке  $O_1$  (рис. 1.66. б). При этом динистор закрыт. Через него протекает малый ток  $I_1$ , а падение напряжения на нем близко к напряжению питания  $U_{п1}$ .

Для того, чтобы включить динистор необходимо повысить напряжение питания до значения  $U_{п2}$ . При этом напряжение на приборе достигнет напряжения переключения  $U_{прк}$  в точке  $B$  (рис. 1.66. б). Динистор включится и режим работы схемы определится точкой  $O_2$  на линии нагрузки 2.

Для выключения динистора необходимо, чтобы ток через него стал меньше тока удержания  $I_{уд}$  в точке  $C$ . Этого можно достигнуть двумя способами:

*Первый.* Уменьшить напряжение питания до значения  $U_{п3}$  (рабочая точка переместится по линии нагрузки 3 из точки  $C$  в точку  $O_3$ ), при восстановлении напряжения питания динистор останется в выключенном состоянии (точка  $O_1$ ) (рис. 1.66. б).

*Второй.* При неизменном напряжении питания  $U_{п2}$  увеличить сопротивление нагрузки  $R_n$  (рабочая точка переместится по линии нагрузки 4 из точки  $C$  в точку  $O_4$ ), при восстановлении прежней величины сопротивления  $R_n$  динистор опять включится (точка  $O_2$ ) (рис. 1.66. б).

Основным недостатком динистора является то, что он управляется (включается или выключается) изменением напряжения питания или сопротивления нагрузки, что не всегда приемлемо. Не смотря на это, динисторы нашли широкое применение в релаксационных генераторах, пороговых и переключающих устройствах. От выше приведенного недостатка свободны тринисторы.

#### 1.4.9.2 Устройство и принцип действия тринистора

Тринистор отличается от динистора тем, что одна из баз имеет внешний вывод. Этот вывод выполняет роль управляющего электрода ( $U$ ).

В зависимости от какой внутренней области  $p_2$  или  $n_1$  выведен *управляющий электрод* управление тринистором производится соответственно по катоду или аноду.

На рис. 1.67 представлена структура тринистора с управлением по катоду. Управляющий электрод подсоединен к  $p$ -базе, расположенной вблизи катода.

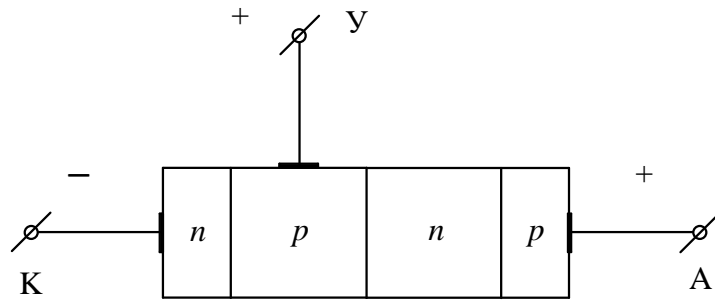


Рис. 1.67. Структура тринистора

Схема включения и семейство ВАХ несимметричного однооперационного тринистора с управлением по катоду приведены на рис. 1.68. Обратная ветвь ВАХ данного тринистора идентична обратной ветви ВАХ диода.

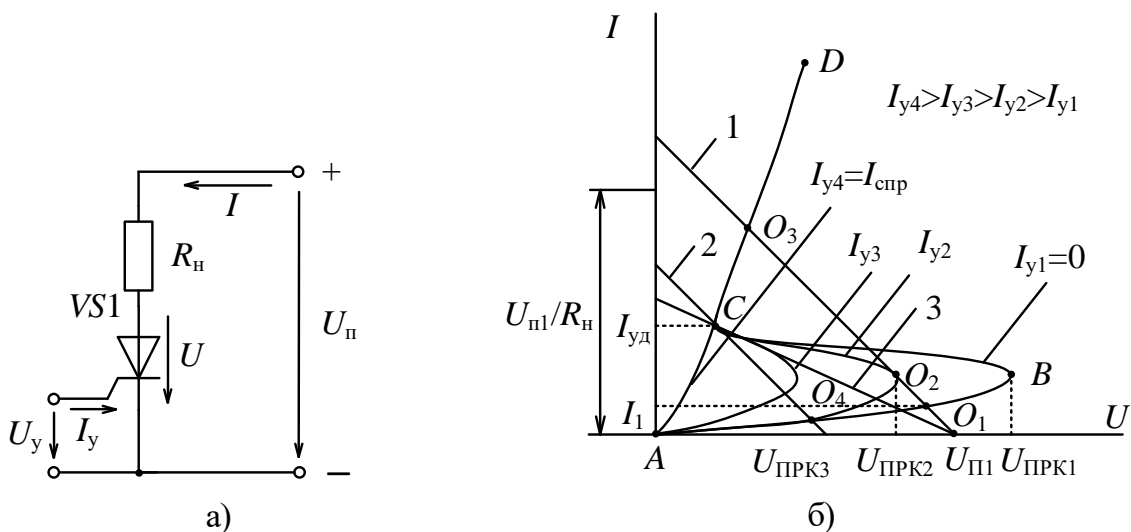


Рис. 1.68. Схема включения (а) и семейство ВАХ (б) несимметричного однооперационного тринистора с управлением по катоду

Для использования в полной мере свойств тринистора требуется два источника напряжения: источник напряжения питания  $U_{\Pi}$ , предназначенный для создания тока  $I$  в выходной цепи тринистора и источник напряжения управления  $U_y$ , предназначенный для создания тока управления  $I_y$  в цепи управления тринистора (рис.1.68.а).

Таким образом, наличие управляющего электрода позволяет переключить тринистор из закрытого в открытое состояние при напряжениях  $U_{\Pi}$  меньших, чем  $U_{\Pi\text{прк}}$  простого диностора. Причем, чем больше ток управляющего электрода  $I_y$ , тем меньшее напряжение  $U_{\Pi\text{прк}}$  необходимо для открывания тринистора.

Из ВАХ тринистора (рис. 1.68.б) видно, что при токе управления  $I_y = 0$  прямая ветвь ВАХ тринистора представляет собой прямую ветвь ВАХ диностора (рис. 1.68.б). При увеличении тока управления  $I_y$  величина напряжения переключения  $U_{\Pi\text{прк}}$  тринистора уменьшается  $U_{\Pi\text{прк1}} > U_{\Pi\text{прк2}} > U_{\Pi\text{прк3}}$ .

При напряжении питания равном величине  $U_{п1}$  режим работы схемы определяется линией нагрузки  $I$  и соответствует точке  $O_1$  (рис. 1.68.б). При этом тринистор закрыт. Через него протекает малый ток  $I_1$ , а падение напряжения на нем близко к напряжению питания  $U_{п1}$ .

Включить тринистор можно двумя способами.

*Первый.* При токе управления  $I_y = 0$ , как и динистор – повысить напряжение питания  $U_{п}$  (рис. 1.68.а). Для большинства типов тринисторов такое включение нежелательно из-за возможного повреждения прибора.

*Второй.* Увеличить ток управления до величины  $I_{y2}$ . При этом напряжение переключения станет равным  $U_{прк2}$  в точке  $O_2$  ВАХ (рис. 1.68.б). Рабочая точка переместится по линии нагрузки  $I$  через точку  $O_2$  в точку  $O_3$ . При снятии сигнала управления тринистор останется во включенном состоянии (точка  $O_3$ ), поэтому управление тринисторами обычно осуществляется импульсным методом. На управляющий переход тринистора подается импульс тока управления  $I_y$ , амплитудой равной току спрямления  $I_{спр}$  и длительностью достаточной для надежного его включения.

Для выключения тринистора необходимо использовать те же способы, что и для выключения динистора.

*Первый.* Уменьшить напряжение питания до значения  $U_{п2}$  (рабочая точка переместится из точки  $C$  в точку  $O_4$ ), при восстановлении напряжения питания тринистор останется в выключенном состоянии (точка  $O_1$ ) (рис. 1.68.б).

*Второй.* При неизменном напряжении питания  $U_{п1}$  увеличить сопротивление или кратковременно разорвать цепь нагрузки  $R_n$  (рабочая точка переместится из точки  $C$  в точку  $O_5$ ), при восстановлении прежней величины сопротивления  $R_n$  тринистор останется в выключенном состоянии (точка  $O_1$ ) (рис. 1.68.б).

Рассмотренный тринистор называется однооперационным потому, что по управляющему электроду его можно только включить. Это является основным недостатком однооперационных тринисторов.

Двухоперационные или запираемые тринисторы (рис. 1.64.в, г) можно включить и выключить по управляющему электроду. Для выключения необходимо подать на управляющий переход напряжение противоположной полярности. Однако при этом величина тока управления приближается к значению коммутлируемого тока.

#### 1.4.9.3 Симисторы

Основное отличие симисторов (рис. 1.64.д) заключается в симметричности ВАХ (рис. 1.69).

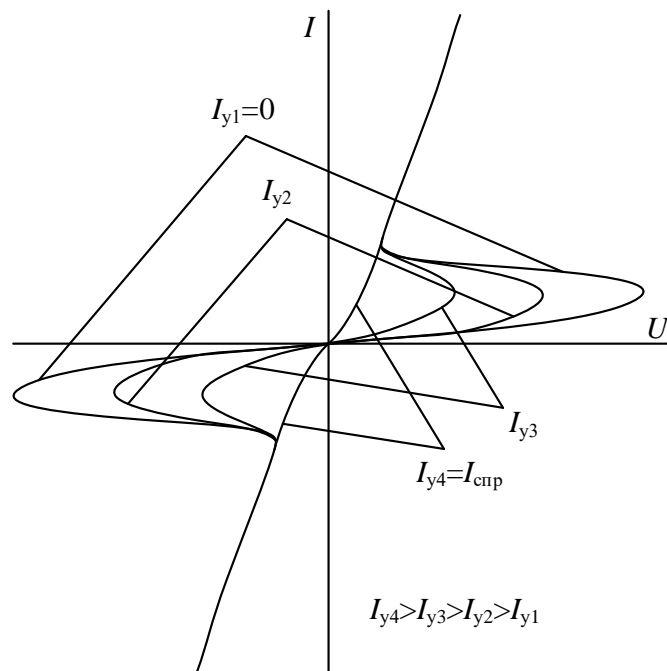


Рис. 1.69. ВАХ симистора

Для симисторов отсутствует обратное включение. При любой полярности питающего напряжения симистор будет функционировать как тиристор в прямом включении. Для него характерно как положительное так, и отрицательное напряжения включения  $U_{\text{ВКЛ}}$ . Его можно представить в виде двух встречно-параллельно включенных несимметричных тринисторов и широко используется в цепях переменного тока.

Симметричность такого тиристора позволяет включать его в цепь произвольно. Поэтому же у таких тиристоров не различают анод и катод.

#### **Основные параметры тиристоров:**

- *максимально допустимое среднее (действующее для симисторов) значение тока в открытом состоянии  $I_{\text{от max}}$  ;*
- *максимально допустимое постоянное (импульсное) напряжение в закрытом состоянии  $U_{\text{зс max}}$  ;*
- *максимально допустимое обратное напряжение  $U_{\text{обр max}}$  ;*
- *отпирающий постоянный ток управления  $I_{\text{у от}}$  ;*
- *ток удержания  $I_{\text{уд}}$  .*

**Максимально допустимое постоянное напряжение в закрытом состоянии** – максимальное значение прямого напряжения, при котором не происходит включение тиристора.

**Отпирающий постоянный ток управления** – наименьший ток управляющего электрода, необходимый для включения тиристора.

**Ток удержания** – наименьший прямой ток, необходимый для поддержания тиристора в открытом состоянии.

В соответствии с ОСТ 11 336.919-81 условное обозначение тиристорov (кроме силовых) состоит из следующих элементов [8]:

*первый элемент* – буква или цифра, обозначающая исходный полупроводниковый материал: 2 или К – кремний;

*второй элемент* – буква, указывающая подкласс тиристора: Н – динисторы (диодные тиристоры); У – тринисторы (триодный тиристоры);

*третий элемент* – цифра, определяющая функциональные возможности тиристора:

***динисторы:***

1 – с максимально допустимым значением прямого тока не более 0,3 А;

2 – с максимально допустимым значением прямого тока от 0,3 А до 10 А;

***однооперационные (незапираемые) тринисторы:***

1 – с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии не более 0,3 А;

2 – с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии от 0,3 А до 10 А;

7 – с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии более 10 А;

***двухоперационные (запираемые) тринисторы:***

3 – с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии не более 0,3 А;

4 – с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии от 0,3 А до 10 А;

8 – с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии более 10 А;

***симметричные тринисторы (симисторы):***

5 – с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии не более 0,3 А;

6 – с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии от 0,3 А до 10 А;

9 – с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии более 10 А;

*четвертый элемент* – число, указывающее порядковый номер разработки тиристора;

*пятый элемент* – буква, указывающая группу тиристора по параметрам.

Примеры обозначений.

Кремниевый динистор с максимально допустимым значением прямого тока 0,2 А, номером разработки 02 и группой Б обозначается 2У102Б.

Кремниевый однооперационный тринистор с максимально допустимым средним значением тока в открытом состоянии 2 А, номером разработки 01 и группой Н обозначается КУ201Н.

В соответствии с ГОСТ 20859-79 условное обозначение силовых тиристоров состоит из следующих элементов [8]:

*первый элемент* – буква или две буквы, обозначающие вид тиристора: Т – тиристор несимметричный; ТЛ – тиристор лавинный; ТС – тиристор симметричный; ТО – тиристор оптронный;

*второй элемент* – буква, обозначающая подвид тиристора: Ч – высокочастотный; Б – быстродействующий; И – импульсный;

*третий элемент* – число, указывающее номер конструктивной разработки;

*четвертый элемент* – число, указывающее максимально допустимое среднее (действующее) значение тока в открытом состоянии в амперах. Перед обозначением тока ставится дефис. Для обозначения тиристоров с обратной полярностью (катодом является основание) после третьего элемента ставится буква Х;

*пятый элемент* – число, обозначающее класс по напряжению и соответствующее максимально допустимому напряжению в закрытом состоянии в сотнях вольт.

Примеры обозначений.

Тиристор с номером конструктивной разработки 123, максимально допустимым средним значением тока в открытом состоянии 200 А и максимально допустимым напряжением в закрытом состоянии 1600 В (класс 16) обозначается Т123-200-16.

Тиристор симметричный (симистор) с номером конструктивной разработки 161, максимально допустимым действующим значением тока в открытом состоянии 160 А и максимально допустимым напряжением в закрытом состоянии 1000 В (класс 10) обозначается ТС161-160-10.

## 1.5 Интегральные микросхемы

**Интегральная микросхема (ИМС)** – микроэлектронное изделие, выполняющее определенную функцию преобразования и обработки сигнала и имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных элементов, которые выполнены в едином технологическом процессе, заключены в общий корпус и рассматриваются как единое целое.

ИМС обладают существенными преимуществами по сравнению с аналогичными схемами на дискретных компонентах. ИМС имеют малые габариты,



массу и повышенную механическую прочность. При их производстве требуются меньшие затраты за счет применения высокопроизводительного автоматизированного оборудования, возможно получение лучших характеристик схем благодаря идентичности параметров компонентов. Повышается надежность за счет уменьшения количества сварных соединений.

Создание аппаратуры на ИМС упрощает организацию производства за счет уменьшения количества операций и сокращения числа комплектующих изделий.

По технологии изготовления ИМС подразделяются на *полупроводниковые, пленочные и гибридные*.

В *полупроводниковой микросхеме* все элементы и межэлементные соединения выполнены в объеме и на поверхности полупроводника.

В *пленочной микросхеме* все элементы и межэлементные соединения выполнены только в виде пленок проводящих и диэлектрических материалов.

В *гибридной микросхеме* пассивные элементы (резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности) выполнены в виде пленок, нанесенных на поверхность диэлектрической подложки из стекла, керамики или сапфира, а активные элементы (диоды, транзисторы и т.д.) представляют собой бескорпусные полупроводниковые приборы.

Точность воспроизведения параметров у гибридных ИМС выше, а технология значительно проще, чем у полупроводниковых ИМС. Однако массогабаритные показатели гибридных ИМС хуже, чем полупроводниковых.

По функциональному назначению ИМС подразделяются на *аналоговые и цифровые*.

**Аналоговые ИМС** предназначены для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону непрерывной функции.

**Цифровые ИМС** предназначены для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону дискретной функции (цифровых сигналов).

*Цифровые ИМС* по типу логики подразделяются на:

*ДТЛ* – диодно-транзисторная логика;

*ТТЛ* – транзисторно-транзисторная логика;

*КМОП* – логика на комплементарных (дополняющих *n*- и *p*-канальных) МОП-транзисторах;

*ЭСЛ* – эмиттерно-связанная логика.

На рис. 1.70 приведено условное графическое обозначение ИМС на принципиальных электрических схемах. Буквенное обозначение аналоговых ИМС – **DA**, цифровых – **DD**. После буквенного обозначения указывается порядковый номер в схеме.

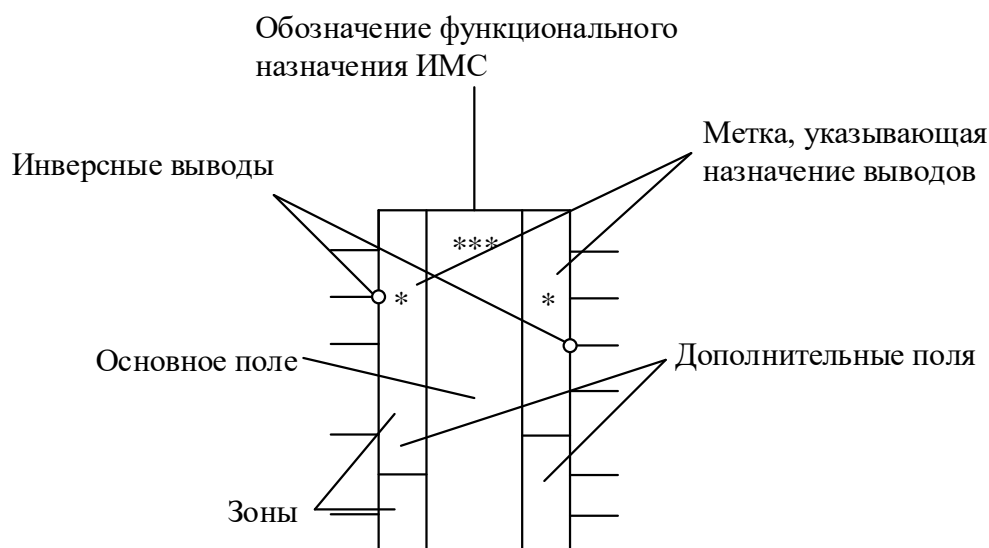


Рис. 1.70. Условное графическое изображение ИМС

Число элементов, заключенных в одном корпусе ИМС, называют степенью интеграции  $K = \lg N$ , где  $N$  – число элементов, входящих в ИМС. Распространены следующие качественные оценки степени интеграции интегральных схем (ИС) и их ориентировочные количественные показатели: малая (МИС) – число элементов от 1 до 100; средняя (СИС) – число элементов от 101 до 1000; большая (БИС) – число элементов от 1001 до 10000; сверхбольшая (СБИС) – число элементов более 10000.

БИС и СБИС имеют следующие особенности, характеризующие наивысшие достижения современной микроэлектронной базы.

*Высокая степень интеграции.* Основным путем достижения высокой степени интеграции полупроводниковых ИС является использование элементов с минимальными размерами и потребляемой мощностью. Наиболее высокая степень интеграции достигнута в БИС при использовании МДП-структур – 1 млн. элементов и более. БИС на биполярных структурах содержат до нескольких сотен тысяч элементов.

*Повышенное быстродействие.* Оно объясняется сокращением длины связей между элементами, что сказывается на повышении быстродействия как самих БИС, так и аппаратуры на этих микросхемах.

*Повышенная надежность.* Повышение надежности БИС обусловлено особенностями интегральной технологии и увеличением степени интеграции, обеспечивающей уменьшение количества внешних выводов, приходящихся на один логический элемент. Открываются возможности для использования схемных способов повышения надежности за счет избыточности элементов.

*Сложность проектирования.* Она обусловлена необходимостью учета большого количества факторов схемотехнического, технологического и кон-

структивного характера, поскольку БИС представляет собой очень сложное функционально и конструктивно законченное устройство. Процесс создания БИС ведется с помощью ЭВМ, которые используются для расчетов оптимальной степени интеграции, структурной и принципиальной схем, параметров элементов, их топологии и соединений.

Отдельно следует выделить микропроцессорные БИС, выполняющие функции микропроцессора или его части. Под микропроцессором понимают программно-управляемое устройство, осуществляющее процесс обработки цифровой информации и управления им. Совокупность этих и других ИМС, совместимых по архитектуре, конструктивному исполнению и электрическим параметрам, названа микропроцессорным комплектом (МПК).

Из большого многообразия аналоговых ИМС наиболее широкое применение нашли *операционные усилители (ОУ)*.

#### **Основные параметры операционных усилителей:**

- коэффициент усиления по напряжению  $K_U$ ;
- напряжение смещения нуля  $U_{см}$ ;
- входные токи  $I_{вх}$ ;
- входное сопротивление  $R_{вх}$ ;
- частота единичного усиления  $f_1$ ;
- максимальное выходное напряжение  $U_{вых max}$ ;
- напряжение источника питания  $U_{п}$ ;
- выходной ток  $I_{вых}$ .

**Коэффициент усиления по напряжению** – отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению входного.

**Напряжение смещения нуля** – значение напряжения, которое необходимо подать на вход ОУ, чтобы на выходе напряжение было равно нулю.

**Входные токи** – токи, протекающие через входные зажимы ОУ.

**Частота единичного усиления** – значение частоты входного сигнала, при котором значение коэффициента усиления напряжения ОУ падает до единицы.

**Выходной ток** – максимальное значение выходного тока ОУ, при котором гарантируется его работоспособность.

#### **Основные параметры цифровых ИМС:**

- выходные напряжения логического нуля  $U_{вых}^0$  и логической единицы  $U_{вых}^1$ ;
- время задержки распространения сигнала при включении и выключении;
- напряжение источника питания  $U_{п}$ ;
- потребляемый ток  $I_{пот}$ ;
- коэффициент разветвления по выходу  $K_{раз}$ ;
- частота переключения  $f$ .

**Время задержки распространения сигнала при включении и выключении** представляет собой интервал времени между входным и выходным импульсами, измеренными на уровне 0,5.

**Коэффициент разветвления по выходу** – число входов элементов данной серии, которое можно одновременно подключить к выходу ИМС без нарушения ее нормального функционирования.

В соответствии с ГОСТ 17021-88 условное обозначение ИМС состоит из следующих элементов [9]:

*первый элемент* – цифра, соответствующая конструктивно-технологической группе ИМС: 1, 5, 6, 7 – полупроводниковые (7 – бескорпусные); 2, 4, 8 – гибридные; 3 – прочие (пленочные, керамические и др.);

*второй элемент* – две (от 00 до 99) или три (от 000 до 999) цифры, указывающие номер разработки данной серии ИМС. Первые цифры, образованные двумя элементами, определяют полный номер серии ИМС;

*третий элемент* – две буквы, обозначающие подгруппу и вид ИМС по функциональному назначению;

*четвертый элемент* – число, указывающее порядковый номер разработки ИМС в данной серии;

Иногда в конце условного обозначения ИМС добавляется буква, определяющая технологический разброс параметров ИМС.

Для характеристики области применения, материала и типа корпуса перед первым элементом обозначения могут стоять буквы: *К* – для аппаратуры широкого применения; *Э* – на экспорт; *Р* – пластмассовый корпус (типа ДИП) с прямоугольными выводами, перпендикулярными плоскости основания корпуса; *М* – керамический, металло- или стеклокерамический корпус типа ДИП; *Е* – металлополимерный корпус типа ДИП; *А* – пластмассовый планарный корпус; *И* – стеклокерамический планарный корпус; *Н* – кристаллоноситель.

Примеры обозначений.

Полупроводниковая ИМС серии 140, представляющая собой операционный усилитель, с порядковым номером разработки 8 обозначается 140УД8А.

Полупроводниковая ИМС для аппаратуры широкого применения серии 555, с керамическим корпусом, включающая логические элементы И-НЕ, с порядковым номером разработки 3 обозначается КМ555ЛА3.

Гибридная ИМС для аппаратуры широкого применения серии 237, многофункциональная аналоговая, с порядковым номером разработки 2 обозначается К237ХА2.

## 2 ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

### 2.1 Основные параметры источников вторичного электропитания

При проектировании или выборе источников вторичного электропитания (ИВЭ) необходимо знать их основные технические параметры и характеристики, которыми обычно руководствуются при использовании ИВЭ в электронной аппаратуре. Основные параметры ИВЭ можно разделить на три группы: входные, выходные и эксплуатационные [10].

К входным параметрам ИВЭ относятся:

– номинальное напряжение  $U_c$  первичного источника питания (сети) и его род;

– нестабильность  $\delta_{U_c}$  питающего напряжения;

– частота  $f$  питающего напряжения и ее нестабильность  $\delta_f$ ;

– количество фаз  $m$  источника переменного напряжения;

– допустимый коэффициент гармоник  $K_g$  питающего напряжения.

К выходным параметрам ИВЭ относятся:

– номинальные значения выходных напряжений (нагрузки)  $U_n$ ;

– нестабильность  $\delta_{U_n}$  выходных напряжений;

– номинальное значение тока  $I_n$  нагрузки или выходная мощность  $P_n$  по каждому каналу;

– коэффициент стабилизации  $K_{стU}$  по напряжению;

– амплитуда переменной составляющей выходного напряжения  $U_{mn\sim}$ .

К эксплуатационным параметрам относятся:

– рабочий диапазон температур  $t_p^\circ$ ;

– допустимая относительная влажность  $\varphi$ ;

– диапазон допустимых давлений  $P_{ат}$  окружающей атмосферы;

– коэффициент  $\eta$  полезного действия;

– надежность, определяемая как вероятность  $P(t)$  безотказной работы;

– время непрерывной работы  $t_p$ ;

– масса источника питания  $G_{и}$ ;

– удельная мощность, отнесенная к массе  $\gamma_m$  или к объёму  $\gamma_v$ .

### 2.1 Типовые структуры источников вторичного электропитания

Наиболее типичными являются структуры ИВЭ с трансформаторным и бестрансформаторным входом.

Широкое распространение на практике, особенно для стационарной электронной аппаратуры, получили ИВЭ с трансформаторным входом, формирую-

щие напряжение постоянного тока требуемого качества из напряжения сети переменного тока. Структурная схема такого ИВЭ приведена на рис. 2.1. ИВЭ состоит из силового трансформатора  $T$ , выпрямителя  $B$ , сглаживающего фильтра  $C\Phi$  и стабилизатора напряжения  $CH$  [12].

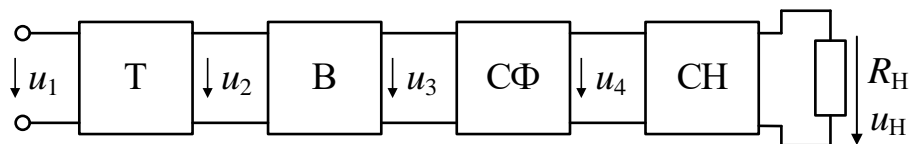


Рис. 2.1. ИВЭ с трансформаторным входом:  $T$  – трансформатор;  $B$  – выпрямитель;  $C\Phi$  – сглаживающий фильтр;  $CH$  – стабилизатор напряжения

На вход источника подается переменное напряжение сети  $u_1$ , которое с помощью трансформатора  $T$  изменяется до требуемого значения  $u_2$  без изменения частоты. Кроме того, трансформатор осуществляет электрическую развязку источника напряжения  $u_1$  и нагрузки, что позволяет получить с помощью нескольких вторичных обмоток различные напряжения  $u_2$ , гальванически не связанные друг с другом. Выпрямитель  $B$  преобразует (выпрямляет) переменное напряжение  $u_2$  в пульсирующее постоянное  $u_3$ . При этом выпрямитель может быть как неуправляемым, выполненным на диодах, так и управляемым, выполненным на тиристорах или транзисторах. В последнем случае имеется возможность регулирования среднего значения напряжения на выходе выпрямителя  $B$ , а значит и среднего значения напряжения на нагрузке  $U_{н.ср}$ .

В выпрямленном напряжении  $u_3$  помимо постоянной составляющей присутствует переменная составляющая, которая с помощью сглаживающего фильтра  $C\Phi$  снижается до требуемого уровня, так что напряжение  $u_4$  на выходе фильтра имеет очень малые пульсации. Установленный после фильтра стабилизатор постоянного напряжения  $CH$  поддерживает неизменным напряжение  $U_H$  на нагрузке  $R_H$  при изменении значений выпрямленного напряжения или сопротивления нагрузки  $R_H$ .

В зависимости от условий работы и требований, предъявляемым к ИВЭ, в нем могут отсутствовать отдельные узлы, кроме выпрямителя, поскольку питание электронных устройств осуществляется постоянным напряжением. Например, если напряжение сети соответствует требуемому значению выпрямленного напряжения, то может отсутствовать трансформатор. В источниках питания с трехфазными выпрямителями может отсутствовать сглаживающий фильтр, так как пульсации выпрямленного напряжения у них сравнительно небольшие. В некоторых случаях может отсутствовать стабилизатор.

Кроме того, для получения постоянных напряжений разного уровня трансформатор может иметь несколько вторичных обмоток. При этом в состав таких ИВЭ будут входить несколько цепей, включающих выпрямители, фильтры и стабилизаторы.

Основным недостатком рассмотренных выше ИВЭ являются большие габариты и масса, обусловленные в основном трансформатором и дросселями фильтров, которые рассчитаны для работы на частоте 50 Гц. Чтобы устранить этот недостаток современные ИВЭ все чаще выполняются на основе высокочастотных импульсных преобразователей постоянного напряжения, в которых на входе отсутствует трансформатор. Трансформатор включается в высокочастотную часть преобразователя, что существенно снижает его габариты. Кроме того, обеспечивается гальваническая развязка нагрузки от питающей сети [10].

Типовая структурная схема ИВЭ с бестрансформаторным входом и импульсным преобразователем приведена на рис. 2.2. В отличие от предыдущей, в нее входят, как правило, два выпрямителя  $B1$  и  $B2$ , два сглаживающих фильтра  $C\Phi1$  и  $C\Phi2$ , инвертор  $И$ , импульсный трансформатор  $T$  и стабилизатор постоянного напряжения  $СН$ . В качестве источника энергии может быть как промышленная сеть с параметрами  $u_1$  и  $f_1$ , так и источник постоянного напряжения, тогда необходимость в выпрямителе  $B1$ , а в некоторых случаях и в фильтре  $C\Phi1$ , отпадает.

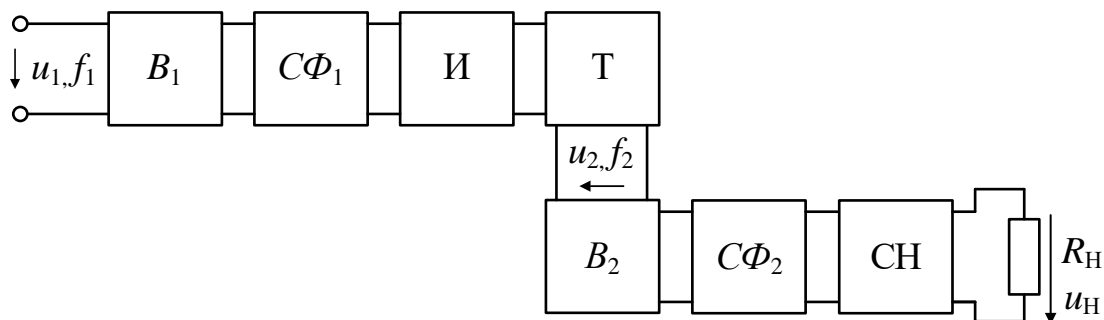


Рис. 2.2. ИВЭ с бестрансформаторным входом:  $B_1, B_2$  – выпрямители;  $C\Phi_1, C\Phi_2$  – сглаживающие фильтры;  $И$  – инвертор;  $T$  – трансформатор;  $СН$  – стабилизатор напряжения

В таком ИВЭ применяется дополнительное преобразование инвертором  $И$  уже сформированного постоянного напряжения в переменное  $u_2$  с гораздо большей частотой  $f_2$  на выходе импульсного трансформатора  $T$ . В качестве инвертора  $И$  обычно используется импульсный преобразователь с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и стабилизацией выходного напряжения [10].

Некоторое усложнение структуры ИВЭ (рис. 2.2) позволяет существенно уменьшить его массу и габариты. Как и в предыдущем случае, в составе такого источника может отсутствовать часть узлов.

Рассмотренный ИВЭ имеет следующие недостатки: сравнительно низкий КПД из-за увеличения потерь при многократном преобразовании электрической энергии; сложность схемы; высокая стоимость, обусловленная применением в преобразователе высоковольтных транзисторов; наличие высокочастотных шумов и помех.

Несмотря на отмеченные недостатки ИВЭ с импульсным преобразованием находят все большее применение в различных устройствах промышленной электроники из-за существенного выигрыша в габаритах и массе.

В рассмотренных структурах ИВЭ наличие выпрямителя является обязательным. Следовательно, выпрямитель является основным звеном ИВЭ, который обеспечивает однонаправленное протекание тока в нагрузке.

## 2.3 Полупроводниковые выпрямители

Выпрямителем называется устройство, преобразующее энергию переменного тока в энергию постоянного тока.

Схемы выпрямителей строятся в большинстве случаев на полупроводниковых диодах и тиристорах (транзисторах). Для упрощения анализа работы схем выпрямителей будем рассматривать их совместно с трансформатором со следующими допущениями:

1) диоды или тиристоры идеальные, их сопротивление в прямом направлении (в открытом состоянии для тиристоров) равно нулю, в обратном – бесконечности;

2) трансформатор идеальный, активное сопротивление его обмоток равно нулю и отсутствуют потоки рассеяния;

3) нагрузка выпрямителя чисто активная.

Основными показателями работы выпрямителей являются:

- среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке  $U_{н.ср}$ ;
- среднее значение выпрямленного тока в нагрузке  $I_{н.ср}$ ;
- среднее значение прямого тока через диод (тиристор)  $I_{пр.ср}$ ;
- максимальное обратное напряжение на закрытом диоде (тиристоре)

$U_{обр.мах}$ ;

- коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке  $p$ ;
- действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора  $I_2$ ;
- расчетная (типовая) мощность трансформатора  $S_T$ .



Коэффициентом пульсаций  $p$  называется отношение амплитуды основной (первой) гармоники к среднему значению напряжения на нагрузке:

$$p = U_{\text{осн } m} / U_{\text{н.ср.}} \quad (2.1)$$

Пульсностью выпрямителя  $m$  называется отношение частоты основной гармоники выпрямленного напряжения к частоте сети:

$$m = f_{\text{осн}} / f_1. \quad (2.2)$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора  $P_T$  определяется как полусумма мощностей его первичной и вторичной обмоток:

$$P_T = (P_1 + P_2) / 2.$$

Выбор диодов (тириستоров) для выпрямительных устройств производят так, чтобы их основные предельные эксплуатационные параметры соответствовали основным показателям работы выпрямительного устройства. Основными предельными эксплуатационными параметрами, характеризующими предельный электрический режим работы диода (тиристора), являются:

- максимально допустимое обратное напряжение  $U_{\text{обр.доп}}$ ;
- максимально допустимый средний прямой ток  $I_{\text{пр.доп}}$ .

Диоды (тиристоры) выпрямителей выбираются таким образом, чтобы выполнялись условия:

$$U_{\text{обр.доп}} > U_{\text{обр max}} ; \quad I_{\text{пр.доп}} > I_{\text{пр.ср}},$$

Выпрямители подразделяются на два класса: неуправляемые и управляемые. Неуправляемые выпрямители выполняются на диодах, и у них отсутствует возможность регулирования выпрямленного напряжения. Управляемые выпрямители выполняются на тиристорах или транзисторах и обеспечивают регулирование выпрямленного напряжения [12].

### 2.3.1 Неуправляемые выпрямители

#### 2.3.1.1 Однофазный однополупериодный выпрямитель

Схема однофазного однополупериодного выпрямителя с активной нагрузкой и трансформатором приведена на рис. 2.3. а. Выпрямитель состоит из одного диода  $VD$ , через который вторичная обмотка трансформатора  $T$  подключена к нагрузочному резистору  $R_n$ . Первичная обмотка трансформатора  $T$  подключена к питающей сети с напряжением  $u_1$ .

Работу выпрямителей удобно рассматривать с помощью временных диаграмм. На рис. 2.3. б приведены временные диаграммы, поясняющие работу однополупериодного выпрямителя. В течение первого полупериода (от 0 до  $\pi$ ) напряжения  $u_2$  верхний вывод вторичной обмотки трансформатора  $T$  имеет более высокий потенциал, чем нижний (полярность напряжения  $u_2$  указана на рис. 2.3.а без скобок). При этом напряжение  $u_2$  приложено к диоду  $VD$  в прямом направлении, диод  $VD$  открыт и в цепи под действием напряжения  $u_2$  протекает

ток  $i_H = i_2$ . Так как диод  $VD$  идеален, то протекающий через него ток  $i_H$  не создаст на нем падения напряжения и всё напряжение  $u_2$  в этот полупериод будет приложено к нагрузке  $R_H$ , т. е.  $u_H = u_2$ . Так как нагрузка имеет активный характер, то форма тока нагрузки  $i_H$  повторяет форму напряжения  $u_H$  (рис. 2.3. б).

В течение второго полупериода (от  $\pi$  до  $2\pi$ ) напряжения  $u_2$  нижний вывод вторичной обмотки трансформатора  $T$  имеет более высокий потенциал, чем верхний (полярность напряжения  $u_2$  указана на рис. 2.3, а в скобках). В этом случае напряжение  $u_2$  приложено к диоду  $VD$  в обратном направлении, диод  $VD$  закрыт и ток в цепи не протекает. Так как диод  $VD$  идеален, то все напряжение  $u_2$  будет приложено к закрытому диоду, т.е.  $u_{VD} = u_2$ .

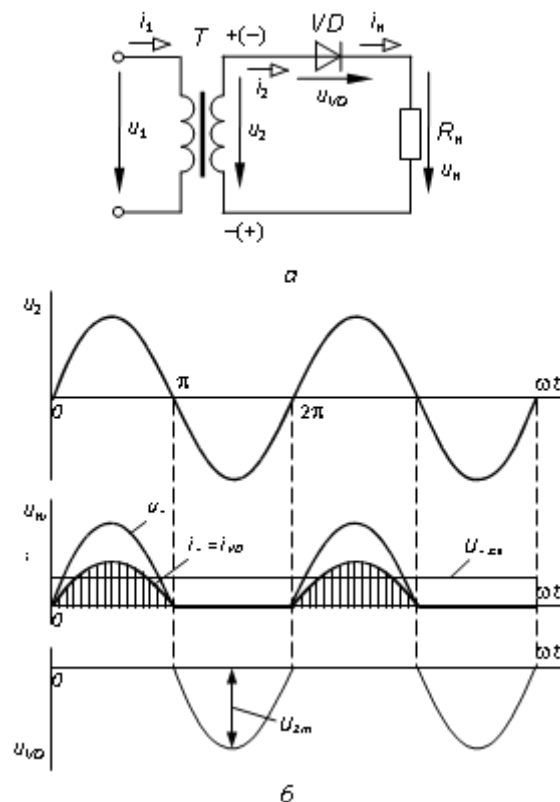


Рис. 2.3. Схема (а) и временные диаграммы (б) токов и напряжений однофазного однополупериодного выпрямителя

Из временных диаграмм (рис. 2.3. б) видно, что напряжение на нагрузке  $u_H$  имеет одну полярность и пульсирующий характер.

Рассмотрим основные показатели работы однофазного однополупериодного выпрямителя.

1) Среднее значение напряжения на нагрузке:

$$U_{H.cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi} \left( -\cos \omega t \Big|_0^{\pi} \right) = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0,45U_2.$$

Амплитуда выпрямленного напряжения

$$U_{н.мах} = U_{2m} = \pi U_{н.ср}$$

2) Среднее значение тока в нагрузке:

$$I_{н.ср} = \frac{U_{н.ср}}{R_H} \approx \frac{0,45U_2}{R_H}.$$

3) Так как весь ток нагрузки протекает через диод  $VD$ , то среднее значение прямого тока через диод  $VD$  определяется выражением:

$$I_{пр.ср} = I_{н.ср}.$$

4) Максимальное обратное напряжение, приложенное к закрытому диоду, равно амплитуде напряжения вторичной обмотки трансформатора  $U_2$  (рис. 2.3. б):

$$U_{обр\ max} = \sqrt{2}U_2.$$

5) Коэффициент пульсаций  $p = \pi/2 \approx 1,57$

6) Пульсность выпрямителя (2.2) определяется также из ряда Фурье или по временным диаграммам (рис. 2.3.б) и равна  $m=1$ , то есть, напряжение на нагрузке совершает один пульс за период входного напряжения.

7) Действующее значение тока  $I_2$  вторичной обмотки трансформатора  $T$  определяется по формуле:

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_H^2 m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \pi^2 I_{н.ср}^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \\ &= \sqrt{\frac{\pi^2 I_{н.ср}^2}{4}} = \frac{\pi}{2} I_{н.ср} \approx 1,57 I_{н.ср}. \end{aligned}$$

8) Действующее значение тока  $I_1$  первичной обмотки трансформатора  $T$  определяется по формуле:

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_1^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi n^2} \int_0^\pi (I_2 m \sin \omega t - I_{н.ср})^2 d\omega t} = \\ &= \frac{1}{n} \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} I_{н.ср} \approx \frac{1,21}{n} I_{н.ср}, \end{aligned}$$

где  $n$  – коэффициент трансформации трансформатора.

9) Расчетная мощность первичной обмотки трансформатора равна:

$$P_1 = U_1 I_1 = n U_2 \frac{1,21}{n} I_{н.ср} = \frac{U_{н.ср}}{0,45} 1,21 I_{н.ср} = 2,69 P_{н.ср}.$$

Расчетная мощность вторичной обмотки равна:

$$P_2 = U_2 I_2 = \frac{U_{н.ср}}{0,45} 1,57 I_{н.ср} = 3,49 P_{н.ср}.$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора равна:

$$P_{\text{тр}} = (P_1 + P_2) / 2 = (2,69 + 3,49)P_{\text{н.ср}} / 2 = 3,09P_{\text{н.ср}}.$$

Основным преимуществом однополупериодного выпрямителя является его простота. К недостаткам следует отнести: большой коэффициент пульсаций, малые значения выпрямленных напряжения и тока. Кроме того, ток  $i_2$  вторичной обмотки трансформатора  $T$  имеет постоянную составляющую, которая вызывает подмагничивание сердечника трансформатора, что снижает индуктивность его обмоток. Это приводит к росту тока холостого хода трансформатора, и, следовательно, к снижению КПД всего выпрямителя.

Однополупериодные выпрямители применяются обычно для питания высокоомных нагрузочных устройств, допускающих повышенную пульсацию напряжения [11].

### 2.3.1.2 Однофазный нулевой выпрямитель

Другое его название – выпрямитель с выводом средней или нулевой точки вторичной обмотки трансформатора. Схема однофазного нулевого выпрямителя приведена на рис. 2.4.а. Данный выпрямитель является двухполупериодным и его можно рассматривать как сочетание двух однополупериодных выпрямителей на диодах  $VD1$  и  $VD2$ , работающих на один и тот же нагрузочный резистор  $R_{\text{н}}$ . Вторичная обмотка трансформатора  $T$  имеет вывод средней точки и содержит две секции с одинаковыми напряжениями  $u_2'$  и  $u_2''$ , равными  $u_2$ . Катоды диодов  $VD1$  и  $VD2$  соединены вместе и образуют “плюс” выпрямителя, а средняя (нулевая) точка вторичной обмотки трансформатора  $T$  – “минус”. Первичная обмотка трансформатора  $T$  подключена к питающей сети с напряжением  $u_1$ .

На рис. 2.4.б приведены временные диаграммы, поясняющие работу однофазного нулевого выпрямителя.

В течение первого полупериода (от 0 до  $\pi$ ) напряжения  $u_2$  верхние выводы секции вторичных обмоток трансформатора  $T$  имеют более высокий потенциал, чем нижние (полярность напряжений  $u_2'$  и  $u_2''$  указана на рис. 2.4.а без скобок). При этом напряжение  $u_2'$  приложено к диоду  $VD1$  в прямом направлении, диод  $VD1$  открыт и под действием напряжения  $u_2'$  в верхнем контуре схемы протекает ток  $i_{\text{н}} = i_{VD1}$ . Одновременно напряжение  $u_2''$  приложено к диоду  $VD2$  в обратном направлении и он закрыт. Учитывая то, что диоды  $VD1$  и  $VD2$  идеальные, протекающий через диод  $VD1$  ток  $i_{\text{н}}$  не создает на нем падения напряжения и всё напряжение  $u_2'$  в первый полупериод будет приложено к нагрузке, т. е.  $u_{\text{н}} = u_2'$ .

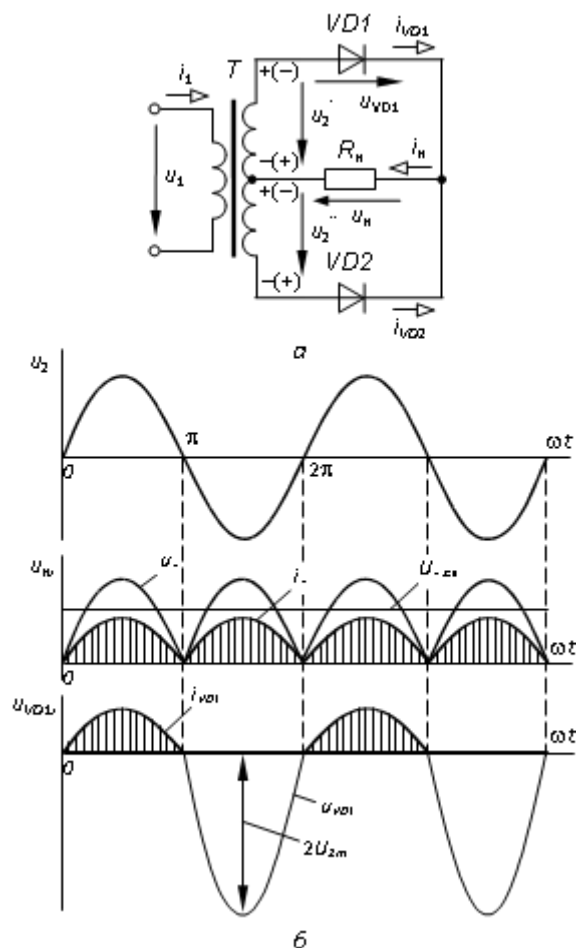


Рис. 2.4. Схема (а) и временные диаграммы (б) токов и напряжений однофазного нулевого выпрямителя

В течение второго полупериода (от  $\pi$  до  $2\pi$ ) напряжения  $u_2$  нижние выводы секций вторичных обмоток трансформатора  $T$  имеют более высокий потенциал, чем верхние (полярность напряжений  $u_2'$  и  $u_2''$  указана на рис. 2.4.а в скобках). В этом случае напряжение  $u_2''$  приложено к диоду  $VD2$  в прямом направлении, он открыт, а напряжение  $u_2'$  приложено к диоду  $VD1$  в обратном направлении и он закрыт.

В нижнем контуре схемы под действием напряжения  $u_2''$  протекает ток  $i_H = i_{VD2}$ , а так как диод  $VD2$  идеален, то все напряжение  $u_2''$  во второй полупериод будет приложено к нагрузке, т. е.  $u_H = u_2''$ . Следовательно, ток  $i_H$  в нагрузке  $R_H$  протекает в течение обоих полупериодов, а его форма повторяет форму напряжения  $u_H$ , т. к. нагрузка носит активный характер.

Из временных диаграмм (рис. 2.4.б) видно, что напряжение на нагрузке  $u_H$  имеет одну полярность и пульсирующий характер.

Рассмотрим основные показатели работы однофазного нулевого выпрямителя.

1) Среднее значение напряжения на нагрузке:

$$U_{\text{н.ср}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} \left( -\cos \omega t \Big|_0^{\pi} \right) = \frac{2\sqrt{2} U_2}{\pi} \approx 0,9 U_2.$$

Амплитуда напряжения на вентиле

$$U_{\text{н.мах}} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2} U_2 = \pi U_{\text{н.ср}}$$

Действующее значение вторичного напряжения

$$U_2 = \frac{1}{0,9} U_{\text{н.ср}} = 1,11 U_{\text{н.ср}}.$$

2) Среднее значение тока в нагрузке:

$$I_{\text{н.ср}} = \frac{U_{\text{н.ср}}}{R_{\text{н}}} \approx \frac{0,9 U_2}{R_{\text{н}}}.$$

3) Так как через диод протекает половина тока нагрузки  $I_{\text{н.ср}}$ , то среднее значение прямого тока через каждый диод определяется выражением:  $I_{\text{пр.ср}} = I_{\text{н.ср}}/2$ .

4) К закрытому диоду в непроводящий полупериод будет приложено удвоенное значение напряжения  $u_2$  секции вторичной обмотки трансформатора, поэтому максимальное обратное напряжение, приложенное к запертому диоду, будет равно удвоенной амплитуде напряжения  $U_2$  (рис. 2.3.б):  $U_{\text{обр.мах}} = 2\sqrt{2} U_2$ .

5) Коэффициент пульсаций (2.1)  $u_{\text{н}}$  однофазного нулевого выпрямителя равен  $p = 2/3 \approx 0,67$ .

6) Пульсность выпрямителя (2.2) определяется из ряда Фурье или по временным диаграммам (рис. 2.4. б) и равна  $m=2$ . То есть, напряжение на нагрузке совершает два пульса за период входного напряжения.

7) Действующее значение тока  $I_2$  вторичной обмотки трансформатора  $T$  определяется по формуле:

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{\text{н}}^2 m \sin^2 \omega t d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{\pi^2}{4} I_{\text{н.ср}}^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \\ &= \sqrt{\frac{\pi^2 I_{\text{н.ср}}^2}{16}} = \frac{\pi}{4} I_{\text{н.ср}} \approx 0,785 I_{\text{н.ср}}. \end{aligned}$$

8) Действующее значение тока  $I_1$  первичной обмотки трансформатора определяется по формуле:

$$I_1 = \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{2m}}{n\sqrt{2}} = \frac{\pi I_{\text{н.ср}}}{n2\sqrt{2}} \approx \frac{1,11}{n} I_{\text{н.ср}}.$$

где  $n$  – коэффициент трансформации трансформатора.

9) Расчетная мощность первичной обмотки трансформатора равна:

$$P_1 = U_1 I_1 = n U_2 \frac{1,11}{n} I_{н.ср} = \frac{U_{н.ср}}{0,9} 1,11 I_{н.ср} = 1,23 P_{н.ср}.$$

Расчетная мощность вторичной обмотки равна:

$$P_2 = 2 U_2 I_2 = \frac{2 U_{н.ср}}{0,9} 0,785 I_{н.ср} \approx 1,74 P_{н.ср}.$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора равна:

$$P_{тр} = (P_1 + P_2) / 2 = (1,23 + 1,74) P_{н.ср} / 2 = 1,48 P_{н.ср}.$$

Достоинством данного выпрямителя является небольшое (два) для двухполупериодного выпрямителя количество диодов. Анализ полученных соотношений показывает, что при одинаковых значениях параметров трансформатора  $T$  и нагрузки  $R_n$  однофазный нулевой выпрямитель по сравнению с однополупериодным имеет в два раза большие средние значения  $U_{н.ср}$  и  $I_{н.ср}$ , а коэффициент пульсации значительно меньше. Однако  $U_{обр\ max}$ , приложенное к диодам, имеет в два раза большее значение. Недостатками также являются большие габариты, масса и стоимость трансформатора, поскольку вторичная обмотка имеет две секции и требуется вывод средней точки обмотки [12].

### 2.3.1.3 Однофазный мостовой выпрямитель

Схема однофазного мостового выпрямителя приведена на рис. 2.5.а. Выпрямитель также является двухполупериодным и содержит четыре диода  $VD1$ – $VD4$ , включенные по мостовой схеме. К одной диагонали моста подключена нагрузка  $R_n$ , а к другой – вторичная обмотка трансформатора  $T$  с напряжением  $u_2$ . Диоды  $VD1$  и  $VD3$ , у которых объединены катоды, образуют катодную группу и “плюс” выпрямителя. Два других диода  $VD2$  и  $VD4$ , у которых объединены аноды, образуют анодную группу и “минус” выпрямителя. В каждой из групп в любой момент времени открыт только один диод.

Для упрощения анализа работы схем выпрямителей, имеющих анодную и (или) катодную группы соединений диодов, можно сформулировать следующие правила. В любой момент времени в катодной группе открыт диод с наибольшим потенциалом анода, а в анодной группе открыт диод с наименьшим потенциалом катода.

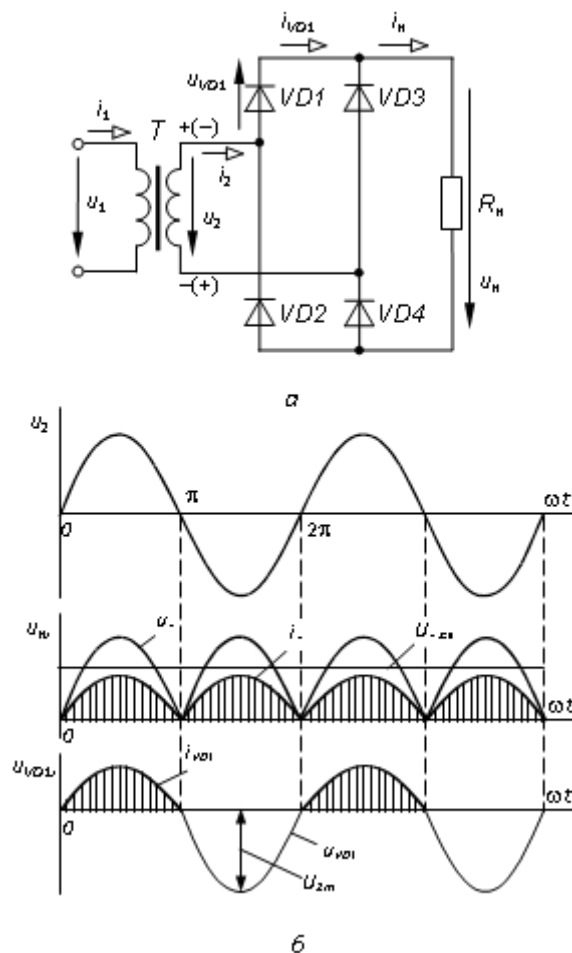


Рис. 2.5. Схема (а) и временные диаграммы (б) токов и напряжений однофазного мостового выпрямителя

На рис. 2.5.б приведены временные диаграммы, поясняющие работу однофазного мостового выпрямителя. В течение первого полупериода (от 0 до  $\pi$ ) напряжения  $u_2$  верхний вывод вторичной обмотки трансформатора  $T$  имеет более высокий потенциал, чем нижний (полярность напряжения  $u_2$  указана на рис. 2.5. а без скобок). При этом в катодной группе открыт диод  $VD1$ , имеющий более высокий потенциал анода, а в анодной группе открыт диод  $VD4$ , имеющий более низкий потенциал катода. К диодам  $VD2$  и  $VD3$  напряжение  $u_2$  приложено в обратном направлении и они закрыты. Ток в этот полупериод протекает по цепи: “плюс” вторичной обмотки трансформатора  $T$ , диод  $VD1$ , нагрузочный резистор  $R_H$ , диод  $VD4$  и “минус” вторичной обмотки трансформатора  $T$ . Учитывая то, что диоды идеальные, все напряжение  $u_2$  в этот полупериод будет приложено к нагрузке, т. е.  $u_H = u_2$ .

В течение второго полупериода (от  $\pi$  до  $2\pi$ ) напряжения  $u_2$  нижний вывод вторичной обмотки трансформатора  $T$  имеет более высокий потенциал, чем верхний (полярность напряжения  $u_2$  указана на рис. 2.5. а в скобках). При этом в катодной группе открыт диод  $VD3$ , имеющий более высокий потенциал анода,



а в анодной группе открыт диод  $VD2$ , имеющий более низкий потенциал катода. К диодам  $VD1$  и  $VD4$  напряжение  $u_2$  приложено в обратном направлении и они закрыты. Ток в этот полупериод протекает по цепи: “плюс” вторичной обмотки трансформатора  $T$ , диод  $VD3$ , нагрузочный резистор  $R_H$ , диод  $VD2$  и “минус” вторичной обмотки трансформатора  $T$ . При этом всё напряжение  $u_2$  в этот полупериод будет приложено к нагрузке в той же полярности, что и в первый полупериод, т. е.  $u_H = u_2$ . В результате ток в нагрузке  $R_H$  имеет одно и то же направление в течение всего периода. Форма тока в нагрузке  $i_H$  повторяет форму напряжения  $u_H$ , т. к. нагрузка носит активный характер.

Рассмотрим основные показатели работы однофазного мостового выпрямителя.

1) Среднее значение напряжения на нагрузке:

$$U_{H.c.p} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} \left( -\cos \omega t \Big|_0^{\pi} \right) = \frac{2\sqrt{2} U_2}{\pi} \approx 0,9 U_2.$$

2) Среднее значение тока в нагрузке:

$$I_{H.c.p} = \frac{U_{H.c.p}}{R_H} \approx \frac{0,9 U_2}{R_H}.$$

3) Так как через диод протекает половина тока нагрузки  $I_{H.c.p}$ , то среднее значение прямого тока через каждый диод определяется выражением:  $I_{пр.ср} = I_{H.c.p} / 2$ .

4) К закрытым диодам в непроводящий полупериод будет приложено всё напряжение  $u_2$ , поэтому максимальное обратное напряжение, приложенное к закрытому диоду, будет равно (рис. 2.4.б):  $U_{обр \max} = \sqrt{2} U_2$ .

5) Коэффициент пульсаций (2.1)  $u_H$  однофазного мостового выпрямителя равен  $p = 2/3 \approx 0,67$ .

6) Пульсность выпрямителя (2.2) определяется из ряда Фурье или по временным диаграммам (рис. 2.5. б) и равна  $m = 2$ . То есть, напряжение на нагрузке совершает два пульса за период входного напряжения.

7) Действующее значение тока  $I_2$  вторичной обмотки трансформатора  $T$  определяется по формуле:

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_H^2 m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\pi^2}{4} I_{H.c.p}^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \\ &= \sqrt{\frac{\pi^2 I_{H.c.p}^2}{8}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{H.c.p} \approx 1,11 I_{H.c.p}. \end{aligned}$$

8) Действующее значение тока  $I_1$  первичной обмотки трансформатора определяется по формуле:

$$I_1 = \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{2m}}{n\sqrt{2}} = \frac{\pi I_{н.ср}}{n2\sqrt{2}} \approx \frac{1,11}{n} I_{н.ср},$$

где  $n$  – коэффициент трансформации трансформатора.

9) Расчетная мощность первичной обмотки трансформатора равна:

$$P_1 = U_1 I_1 = n U_2 \frac{1,11}{n} I_{н.ср} = \frac{U_{н.ср}}{0,9} 1,11 I_{н.ср} = 1,23 P_{н.ср}.$$

Расчетная мощность вторичной обмотки равна:

$$P_2 = U_2 I_2 = \frac{U_{н.ср}}{0,9} 1,11 I_{н.ср} \approx 1,23 P_{н.ср}.$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора равна:

$$P_{тр} = (P_1 + P_2) / 2 = (1,23 + 1,23) P_{н.ср} / 2 = 1,23 P_{н.ср}.$$

По сравнению с однофазным нулевым выпрямителем мостовой выпрямитель при одинаковых значениях  $U_2$  и  $R_H$  имеет следующие преимущества: напряжение  $U_{обр.макс}$  в два раза меньше, отсутствует вывод средней точки вторичной обмотки трансформатора, меньше габариты и масса трансформатора. Недостатком является вдвое большее число диодов выпрямителя [11].

#### 2.3.1.4 Трёхфазный нулевой выпрямитель

Схема трехфазного нулевого выпрямителя приведена на рис. 2.6.а.

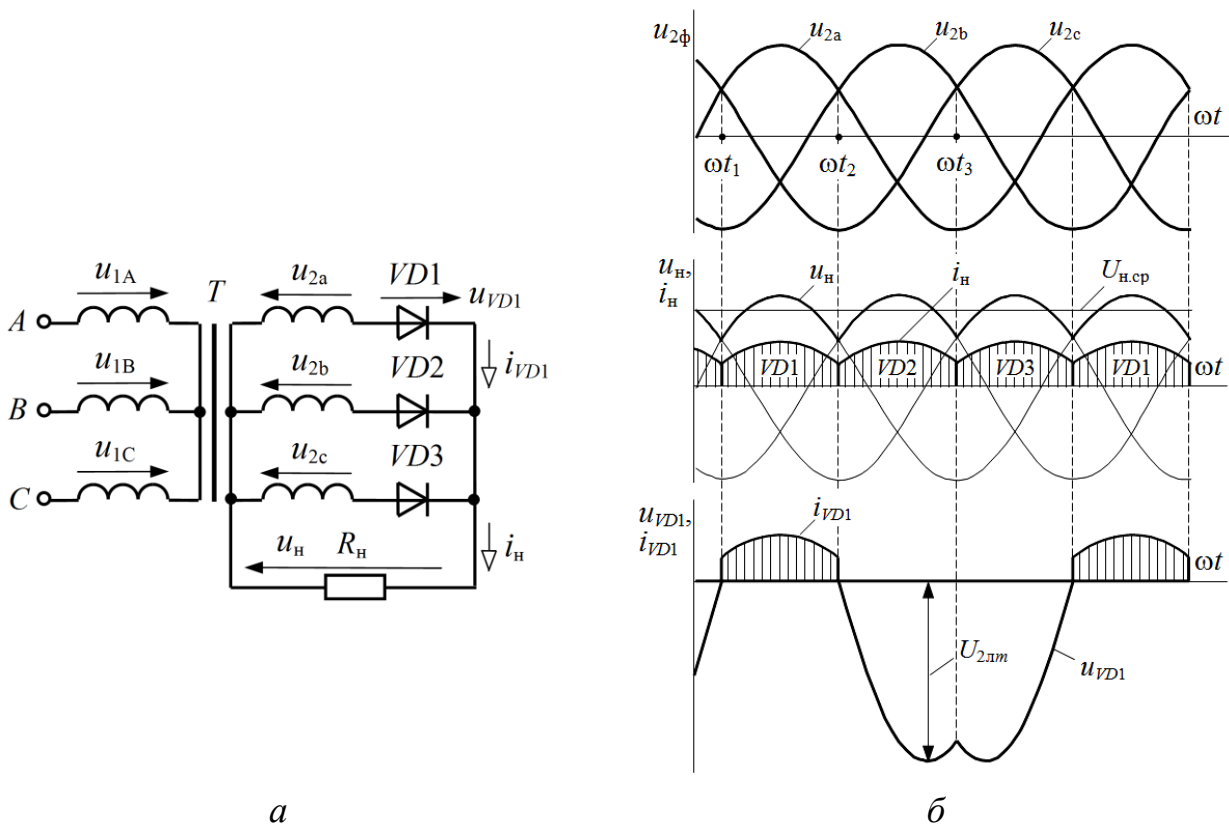


Рис. 2.6. Схема (а) и временные диаграммы (б) токов и напряжений трехфазного о нулевого выпрямителя

Выпрямитель состоит из трех диодов  $VD1-V D3$ , включенных в каждую фазу вторичной обмотки трехфазного трансформатора  $T$  с фазным напряжением  $U_{2ф}$ . Катоды диодов  $VD1-V D3$  и один из выводов нагрузочного резистора  $R_H$  объединены и образуют плюс выпрямителя. Нейтральная точка вторичной обмотки трансформатора  $T$ , соединенной звездой, подключена к другому выводу нагрузочного резистора  $R_H$  и образует минус выпрямителя. Первичная обмотка трансформатора  $T$  соединена в звезду и подключена к трехфазной сети с фазным напряжением  $U_{1ф}$ .

На рис. 2.6.б приведены временные диаграммы, поясняющие работу трехфазного нулевого выпрямителя. Поскольку катоды диодов объединены, то в любой момент времени в схеме (рис. 2.6. а) открыт тот диод, у которого потенциал анода выше. Так, в интервале времени  $t_1 - t_2$  максимальное значение имеет напряжение  $u_{2a}$  во вторичной обмотке фазы  $A$ , следовательно, потенциал анода диода  $VD1$  выше, чем у остальных, и диод  $VD1$  открыт. Так как диод идеален, то всё напряжение  $u_{2a}$  в этом интервале приложено к нагрузке  $R_H$  (рис. 2.6.б). В интервале времени  $t_2 - t_3$  максимальное значение имеет напряжение  $u_{2b}$  в фазе  $B$ , следовательно, открыт диод  $VD2$  и к нагрузке  $R_H$  в этом интервале приложено всё напряжение  $u_{2b}$ . В интервале времени  $t_3 - t_4$  максимальное значение имеет напряжение  $u_{2c}$  в фазе  $C$ , следовательно, открыт диод  $VD3$  и к нагрузке  $R_H$  в этом интервале приложено всё напряжение  $u_{2c}$ . В результате напряжение  $u_H$  на нагрузке  $R_H$  представляет собой огибающую положительных полуволн фазных напряжений  $u_{2ф}$  (рис. 2.6.б).

Длительность интервала проводимости каждого диода составляет третью часть периода или  $120^\circ$ . Так как нагрузка носит активный характер, то форма тока в нагрузке  $i_H$  повторяет форму напряжения  $u_H$ , (рис. 2.6. б).

Рассмотрим основные показатели работы трехфазного нулевого выпрямителя.

1) Среднее значение напряжения на нагрузке:

$$U_{H.c.p} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} \sqrt{2}U_{2ф} \cos \omega t d\omega t =$$

$$= \frac{3\sqrt{2}U_{2ф}}{2\pi} \left( \sin \omega t \Big|_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \right) = \frac{3\sqrt{6}U_{2ф}}{2\pi} \approx 1,17U_{2ф}.$$

2) Среднее значение тока в нагрузке:

$$I_{\text{н.ср}} = \frac{U_{\text{н.ср}}}{R_{\text{н}}} \approx \frac{1,17U_{2\phi}}{R_{\text{н}}}.$$

3) Так как через диод протекает третья часть тока нагрузки  $I_{\text{н.ср}}$ , то среднее значение прямого тока через каждый диод определяется выражением:

$$I_{\text{пр.ср}} = I_{\text{н.ср}}/3.$$

4) К закрытым диодам в непроводящий полупериод приложено напряжение  $u_{2\text{л}}$ , поэтому максимальное обратное напряжение, приложенное к закрытому диоду, будет равно (рис. 2.5, б):

$$U_{\text{обр.мах}} = \sqrt{2}U_{2\text{л}} = \sqrt{6}U_{2\phi}.$$

5) Коэффициент пульсаций (2.1)  $u_{\text{н}}$  трехфазного нулевого выпрямителя равен  $p = 1/4 \approx 0,25$ .

6) Действующее значение тока  $I_2$  вторичной обмотки трансформатора  $T$  определяется по формуле:

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} I_{\text{н}m}^2 \cos^2 \omega t d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} \frac{4\pi^2}{27} I_{\text{н.ср}}^2 \cos^2 \omega t d\omega t} = \\ &= \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \sqrt{\left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi}\right)} I_{\text{н.ср}} \approx 0,578 I_{\text{н.ср}}. \end{aligned}$$

6) Пульсность выпрямителя (2.2) определяется из ряда Фурье или по временным диаграммам (рис. 2.6.б) и равна  $m = 3$ . То есть, напряжение на нагрузке совершает три пульса за период входного напряжения.

7) Действующее значение тока  $I_1$  первичной обмотки трансформатора определяется по формуле:

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi n^2} \left[ \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \left(\frac{2}{3} I_{\text{н}m} \cos \omega t\right)^2 d\omega t + 2 \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \left(\frac{1}{3} I_{\text{н}m} \cos \omega t\right)^2 d\omega t + \right]} = \\ &= \frac{I_{\text{н}m}}{n} \sqrt{\frac{3}{27} + \frac{\sin(2\pi/3)}{6\pi}} \approx \frac{0,396}{n} I_{\text{н}m} = \frac{0,479}{n} I_{\text{н.ср}}. \end{aligned}$$

где  $n$  – коэффициент трансформации трансформатора.

8) Расчётная мощность первичной обмотки трансформатора равна:

$$P_1 = 3U_{1\phi}I_1 = 3nU_2 \frac{0,479}{n} I_{\text{н.ср}} = 3 \frac{U_{\text{н.ср}}}{1,17} 0,479 I_{\text{н.ср}} \approx 1,23 P_{\text{н.ср}}.$$

Расчётная мощность вторичной обмотки равна:

$$P_2 = 3U_{2\phi}I_2 = 3 \frac{U_{\text{н.ср}}}{1,17} 0,578 I_{\text{н.ср}} \approx 1,5 P_{\text{н.ср}}.$$

Расчётная (типовая) мощность трансформатора равна:

$$P_{\text{тр}} = (P_1 + P_2) / 2 = (1,23 + 1,5)P_{\text{н.ср}} / 2 = 1,37P_{\text{н.ср}}.$$

Трёхфазный нулевой выпрямитель используется для питания нагрузочных устройств средней и большой мощности. Достоинством выпрямителя является достаточно высокая надёжность, что определяется минимальным количеством диодов. К недостаткам следует отнести подмагничивание сердечника трансформатора постоянным током, что приводит к снижению КПД выпрямителя [11,13].

### 2.3.1.5 Трёхфазный мостовой выпрямитель

Схема трёхфазного мостового выпрямителя приведена на рис. 2.7.а.

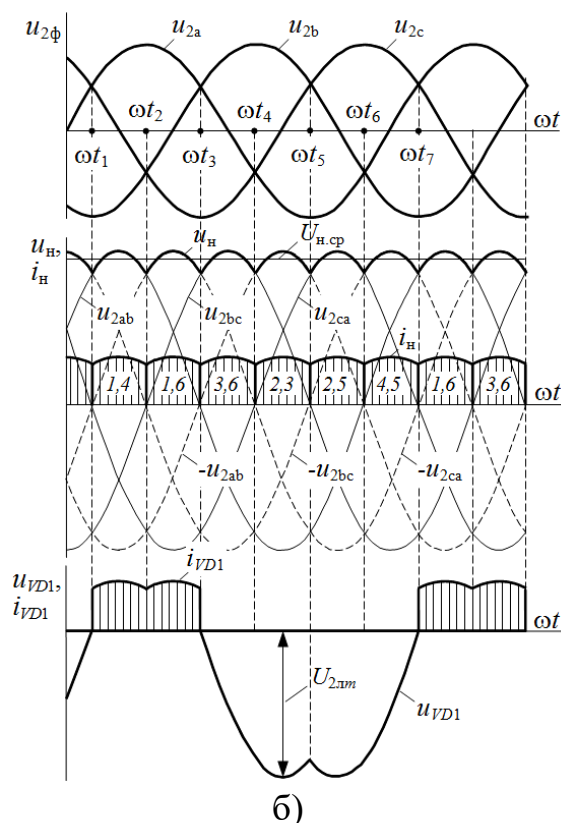
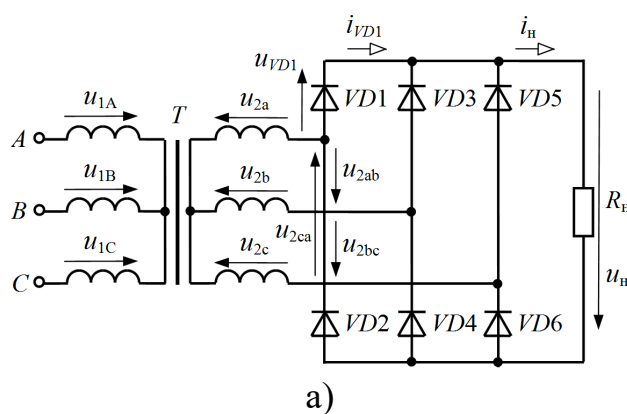


Рис. 2.7. Схема (а) и временные диаграммы (б) токов и напряжений трёхфазного мостового выпрямителя

Выпрямитель состоит из шести диодов  $VD1 - VD6$ , включенных по мостовой схеме (схема Ларионова). Вход выпрямителя подключен к выводам вторичной обмотки трехфазного трансформатора  $T$ , соединенной в звезду, с фазным напряжением  $U_{2\phi}$ . Диоды  $VD1, VD3, VD5$ , у которых объединены катоды, образуют катодную группу и плюс выпрямителя. Диоды  $VD2, VD4, VD6$ , у которых объединены аноды, образуют анодную группу и минус выпрямителя. К выходу выпрямителя подключен нагрузочный резистор  $R_H$ .

На рис. 2.7.б приведены временные диаграммы, поясняющие работу трехфазного мостового выпрямителя. Диоды работают попарно – один из катодной и один из анодной группы. В интервале времени  $t_1 - t_2$  в схеме открыты диоды  $VD1, VD4$  и к нагрузке  $R_H$  приложено линейное напряжение  $u_{2ab}$ . В интервале времени  $t_2 - t_3$  открыты диоды  $VD1, VD6$  и к нагрузке приложено напряжение  $-u_{2ca}$ . В интервале времени  $t_3 - t_4$  открыты диоды  $VD3, VD6$  и к нагрузке приложено напряжение  $u_{2bc}$ . В интервале  $t_4 - t_5$  открыты диоды  $VD2, VD3$  и к нагрузке приложено напряжение  $-u_{2ab}$ . В интервале  $t_5 - t_6$  открыты диоды  $VD2, VD5$  и к нагрузке приложено напряжение  $u_{2ca}$ . В интервале  $t_6 - t_7$  открыты диоды  $VD4, VD5$  и к нагрузке приложено напряжение  $-u_{2bc}$ . Таким образом, учитывая то, что диоды идеальные, напряжение на нагрузке  $u_H$  состоит из участков линейных напряжений  $u_{2ab}, -u_{2ca}, u_{2bc}, -u_{2ab}, u_{2ca}, -u_{2bc}$  продолжительностью по  $60^\circ$  (рис. 2.7. б).

Длительность интервала проводимости каждого диода составляет два интервала по  $60^\circ$  или  $120^\circ$ . Так как нагрузка носит активный характер, форма тока в нагрузке  $i_H$  повторяет форму напряжения  $u_H$ , рис. 2.7. б.

Рассмотрим основные показатели работы трехфазного мостового выпрямителя.

- 1) Среднее значение напряжения на нагрузке:

$$U_{H.cр} = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} \sqrt{2}U_{2Л} \cos \omega t d\omega t =$$

$$= \frac{3\sqrt{2}U_{2Л}}{\pi} \left( \sin \omega t \Big|_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \right) = \frac{3\sqrt{2}U_{2Л}}{\pi} \approx 1,35U_{2Л} = 2,34U_{2\phi}.$$

- 2) Среднее значение тока в нагрузке:

$$I_{H.cр} = \frac{U_{H.cр}}{R_H} \approx \frac{2,34U_{2\phi}}{R_H}.$$

3) Так как каждый диод открыт третью часть периода, то среднее значение прямого тока через диод определяется выражением:

$$I_{\text{пр.ср}} = I_{\text{н.ср}}/3.$$

4) К закрытым диодам в непроводящий полупериод приложено напряжение  $u_{2\text{л}}$ , поэтому максимальное обратное напряжение, приложенное к закрытому диоду, будет равно (рис. 2.7, б):

$$U_{\text{обр.мах}} = \sqrt{2}U_{2\text{л}} = \sqrt{6}U_{2\text{ф}}.$$

5) Коэффициент пульсаций (2.1)  $u_{\text{н}}$  трехфазного нулевого выпрямителя равен  $p = 2/35 \approx 0,057$ .

6) Пульсность выпрямителя (2.2) определяется из ряда Фурье или по временным диаграммам (рис. 2.7.б) и равна  $m = 3$ . То есть, напряжение на нагрузке совершает три пульса за период входного напряжения.

$$U_{\text{обр.мах}} = \sqrt{2}U_{2\text{л}} = \sqrt{6}U_{2\text{ф}}.$$

7) Действующее значение тока  $I_2$  вторичной обмотки трансформатора определяется по формуле:

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} I_{\text{н}}^2 m \cos^2 \omega t d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} \frac{\pi^2}{9} I_{\text{н.ср}}^2 \cos^2 \omega t d\omega t} = \\ &= \frac{1}{3} \sqrt{\pi \left( \frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right)} I_{\text{н.ср}} \approx 0,817 I_{\text{н.ср}}. \end{aligned}$$

8) Действующее значение тока  $I_1$  первичной обмотки трансформатора определяется по формуле:

$$I_1 = \frac{I_2}{n} = \frac{0,817}{n} I_{\text{н.ср}},$$

где  $n$  – коэффициент трансформации трансформатора.

9) Расчетная мощность первичной обмотки трансформатора равна:

$$P_1 = 3U_{1\text{ф}}I_1 = 3nU_{2\text{ф}} \frac{I_2}{n} = 3 \frac{U_{\text{н.ср}}}{2,34} 0,817 I_{\text{н.ср}} \approx 1,05 P_{\text{н.ср}}.$$

Расчетная мощность вторичной обмотки равна:

$$P_2 = 3U_2I_2 = 3 \frac{U_{\text{н.ср}}}{2,34} 0,817 I_{\text{н.ср}} \approx 1,05 P_{\text{н.ср}}.$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора равна:

$$P_{\text{тр}} = P_1 = P = 3U_{1\text{ф}}I_1 = 1,05 P_{\text{н.ср}}$$

Несмотря на то, что в трехфазном мостовом выпрямителе используется в два раза больше диодов, по всем показателям он превосходит трехфазный нулевой и поэтому получил наиболее широкое распространение среди выпрямителей средней и особенно большой мощности [11,13].

### 2.3.2 Управляемые выпрямители

Довольно часто в различных устройствах требуется не только преобразовывать переменное напряжение в постоянное, но и плавно изменять значение выпрямленного напряжения. Управлять выпрямленным напряжением можно как в цепи переменного, так и в цепи постоянного тока. При управлении в цепи переменного тока применяются специальные регулируемые трансформаторы (автотрансформаторы, трансформаторы с подмагничиванием сердечника постоянным током и т. д.), реостаты или потенциометры. Однако подобные способы управления выпрямленным напряжением при их относительной простоте имеют существенный недостаток, связанный с низким КПД. Такие регуляторы имеют, как правило, большие массу, габариты и стоимость.

Более экономичным и удобным способом управления, который получил широкое распространение на практике, является управление выпрямленным напряжением в процессе выпрямления, так называемое управляемое выпрямление.

Выпрямители, которые совмещают выпрямление переменного напряжения с управлением его величиной, называются управляемыми выпрямителями.

В них в качестве управляемых вентилях (ключей) применяются тиристоры (транзисторы).

На рис. 2.8 приведена схема однофазного мостового управляемого выпрямителя с активной нагрузкой  $R_n$ .

Выпрямитель состоит из силовой части, выполненной на однооперационных тиристорах  $VS1-VS4$  и трансформаторе  $T1$ , и системы импульсно-фазового управления (СИФУ) с синхронизирующим трансформатором  $T2$ . Отпирание тириستоров осуществляется подачей на их управляющие переходы периодической последовательности импульсов управления с СИФУ. СИФУ формирует импульсы управления тиристорами, имеющие достаточные для их надежного отпирания амплитуду, мощность и длительность. Кроме того, СИФУ позволяет изменять фазу управляющих импульсов в соответствии с внешним управляющим сигналом  $U_y$ . Работа СИФУ синхронизирована с сетью через синхронизирующий трансформатор  $T2$ .



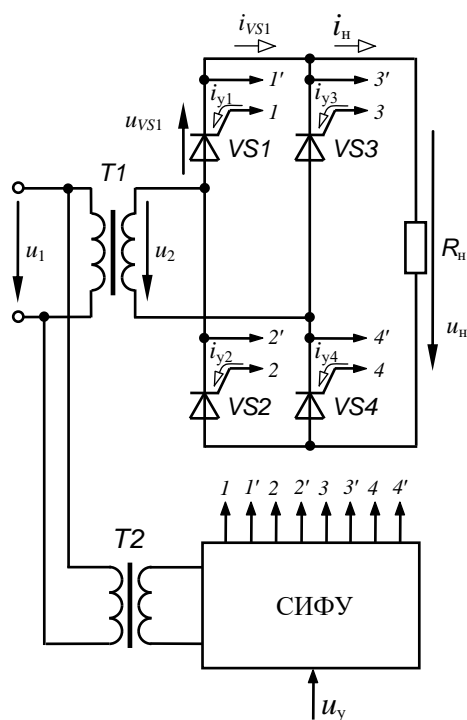


Рис. 2.8. Схема однофазного мостового управляемого выпрямителя

На рис. 2.9 приведены временные диаграммы, поясняющие работу однофазного мостового управляемого выпрямителя. Временные диаграммы построены с учетом того, что трансформатор  $T1$  и тиристоры  $VS1-VS4$  идеальные.

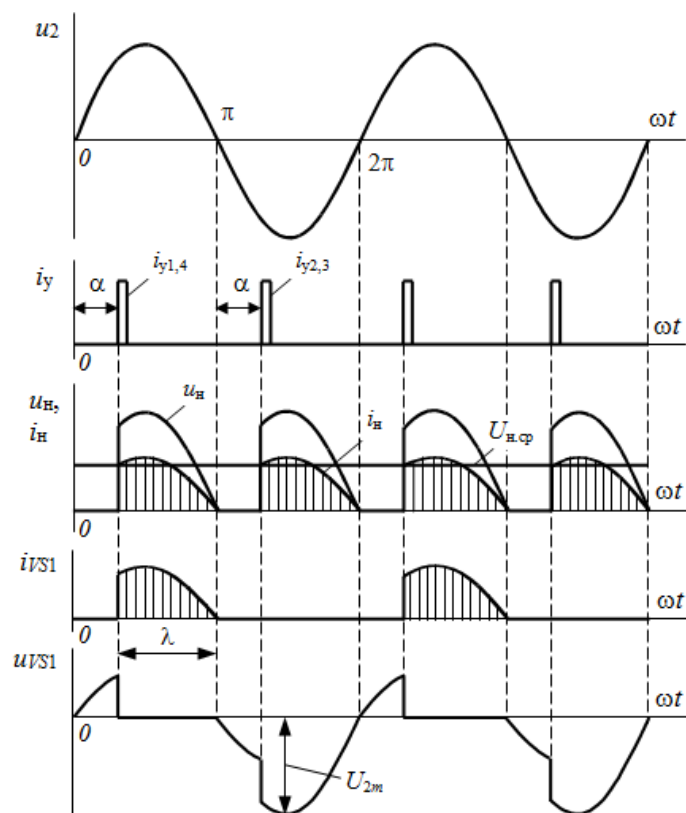


Рис. 2.9. Временные диаграммы токов и напряжений однофазного мостового управляемого выпрямителя

В то же время допущено, что тиристоры в закрытом состоянии в прямом и обратном направлениях имеют бесконечно большие и равные сопротивления. Из диаграмм (рис. 2.9) видно, что отпирание тиристорov происходит в моменты подачи на них импульсов управления, а запираение – при снижении прямого тока через них ниже тока удержания. Моменты запираения тиристорov практически совпадают с моментами перехода сетевого напряжения  $u_2$  через ноль.

Регулирование выпрямленного напряжения осуществляется за счет задержки импульсов управления тиристорами относительно момента естественного включения на угол  $\alpha$ , называемый углом управления (регулирования). Моментом естественного включения (коммутации) называется момент появления на тиристоре прямого напряжения. Для мостового выпрямителя эти моменты совпадают с моментами перехода питающего напряжения  $u_2$  через ноль.

Таким образом, изменением сигнала управления  $U_y$  на входе СИФУ можно изменять угол  $\alpha$ , а, следовательно, и регулировать среднее значение напряжения на нагрузке  $U_{н.ср \alpha}$ . При этом изменяется угол открытого состояния тиристорov  $\lambda = \pi - \alpha$ , определяющий длительность протекания через них тока.

Среднее значение напряжения на нагрузке определяется выражением:

$$U_{н.ср \alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = \\ = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} \left( -\cos \omega t \Big|_{\alpha}^{\pi} \right) = U_{н.ср 0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (2.3)$$

где  $U_{н.ср 0} = 0,9 U_2$  – среднее значение напряжения на нагрузке при  $\alpha = 0^\circ$ .

Максимальное обратное напряжение  $U_{обр.маx}$  и среднее значение прямого тока  $I_{пр.ср}$ , по которым выбираются тиристоры, определяются при  $\alpha = 0^\circ$  и имеют такие же значения как и в мостовой схеме выпрямителя, выполненного на диодах:

$$U_{обр.маx} = \sqrt{2} U_2; \quad I_{пр.ср} = \frac{0,9 U_2}{R_n}.$$

Зависимость  $U_{н.ср \alpha} = f(\alpha)$ , построенная по уравнению (2.3), называется регулировочной характеристикой и приведена на рис. 2.10. Зависимость показывает, что при увеличении угла управления  $\alpha$  напряжение на нагрузке  $U_{н.ср \alpha}$  уменьшается и достигает нуля при  $\alpha = 180^\circ$ . Следовательно, СИФУ должна обеспечивать диапазон изменения угла  $\alpha$  в пределах от  $0^\circ$  до  $180^\circ$ . Вместе с тем следует отметить, что при увеличении угла  $\alpha$  увеличивается коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения [12].

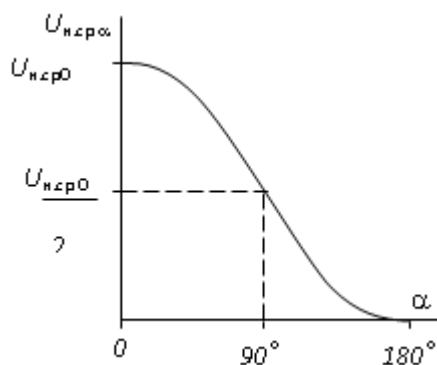


Рис. 2.10. Регулировочная характеристика однофазного мостового управляемого выпрямителя

**Задача 7.** В однополупериодном выпрямителе напряжение на вторичной обмотке трансформатора  $U_2=20$  В, частота сети  $f=50$  Гц, сопротивление диода в прямом направлении  $R_{пр}=0$ . Для нагрузочного резистора  $R_H=200$  Ом определить:

1. средние значения выпрямленного напряжения и тока на нагрузочном резисторе,
2. среднее значение тока в диоде,
3. максимальное обратное напряжение на диоде.
4. выбрать тип диода.

#### Решение

1. Среднее выпрямленное напряжение на нагрузочном резисторе для схемы однополупериодного выпрямителя определяется по формуле:

$$U_{н.ср} = 0,45U_2 = 0,45 \cdot 20 = 9 \text{ В.}$$

2. Среднее значение выпрямленного тока и среднее значение тока диода:

$$I_{н.ср} = \frac{U_{н.ср}}{R_H} = \frac{9}{200} = 0,045 \text{ А.}$$

3. Максимальное обратное напряжение на диоде:

$$U_{обр.мах} = \sqrt{2}U_2 = \sqrt{2} \cdot 20 = 28,2 \text{ В.}$$

Для выбора диода берем 30% запас по прямому току и обратному напряжению диода, т.е

$$I_{пр} \geq 1,3I_{н.ср} = 1,3 \cdot 0,045 = 0,0588 = 9 \text{ мА,}$$

$$U_{обр.доп} \geq 1,3U_{обр.мах} = 1,3 \cdot 28,2 = 36,7 \text{ В.}$$

Выбираем диод 2Д103А с  $I_{пр} = 100 \text{ мА}$  и  $U_{обр.доп} = 75 \text{ В.}$

### 3 СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Как уже отмечалось, выпрямленное напряжение является постоянным пульсирующим, в котором можно выделить постоянные и переменные составляющие. Коэффициенты пульсаций  $p$  рассмотренных выше однофазных выпрямителей составляют: 1,57; 0,67. С такими коэффициентами пульсаций выпрямленное напряжение в подавляющем большинстве случаев использовать нельзя, так как при этом работа электронных устройств резко ухудшается или вообще недопустима. В зависимости от назначения того или иного электронного устройства коэффициент пульсаций напряжения питания не должен превышать определенных значений. Задачей сглаживающего фильтра является подавление гармонических составляющих выпрямленного напряжения при минимальном воздействии на его постоянную составляющую. При этом фильтры рассчитываются по основной (первой) гармонике, которая имеет из всех остальных гармоник наибольшую амплитуду и наименьшую частоту, поэтому является наиболее трудно поддающейся сглаживанию.

Сглаживающим фильтром называется устройство, предназначенное для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения. Принцип действия сглаживающих фильтров основан на использовании различных сопротивлений для постоянного и переменного токов катушек индуктивности и конденсаторов.

Основным параметром, характеризующим эффективность действия сглаживающего фильтра, является коэффициент сглаживания  $q$ , равный отношению коэффициентов пульсаций на входе  $p_{вх}$  и выходе  $p_{вых}$  фильтра:

$$q = p_{вх} / p_{вых}.$$

Кроме выполнения требований к коэффициенту сглаживания, фильтры должны иметь минимальное падение постоянного напряжения, минимальные габариты, массу и стоимость.

В зависимости от типов фильтрующих элементов и схемы их включения различают простейшие емкостный  $C$ - и индуктивный  $L$ -фильтры,  $\Gamma$ -образные и  $\Pi$ -образные  $LC$ - и  $RC$ - фильтры, а также электронные фильтры. По количеству фильтрующих звеньев фильтры делятся на однозвенные и многозвенные.

#### 3.1 Простейшие индуктивный $L$ - и емкостный $C$ -фильтры

##### 3.1.1 Индуктивный фильтр ( $L$ -фильтр)

Индуктивный или  $L$ -фильтр представляет собой дроссель  $L_{\phi}$ , включенный последовательно с нагрузочным резистором  $R_{н}$ . На рис. 3.1. *а* приведена схема

однофазного мостового выпрямителя с индуктивным фильтром. Для дросселя  $L_\phi$  сопротивление постоянному току мало, а индуктивное сопротивление переменному току  $X_{L\phi} = 2\pi f L_\phi$  увеличивается с ростом частоты. Для эффективной работы индуктивного фильтра необходимо выдерживать следующее соотношение:

$$2\pi f L_\phi m \gg R_n. \quad (3.1)$$

При этом на дросселе  $L_\phi$  будет падать бóльшая часть  $u_{L\phi}$  переменной составляющей напряжения  $u_{VD}$ , и меньшая  $u_n$  – на  $R_n$ . В результате падение напряжения на нагрузочном резисторе  $R_n$  от переменной составляющей тока снижается, следовательно, уменьшаются пульсации выпрямленного напряжения. Очевидно,  $L$ -фильтр целесообразно применять с низкоомным нагрузочным резистором  $R_n$ .

На рис. 3.1. б приведены временные диаграммы, поясняющие работу  $L$ -фильтра. Анализ временных диаграмм показывает, что ток  $i_n$  в нагрузочном резисторе  $R_n$  получается сглаженным, а напряжение основной гармоники  $u_n$  отстает по фазе от основной гармоники напряжения  $u_{VD}$ .

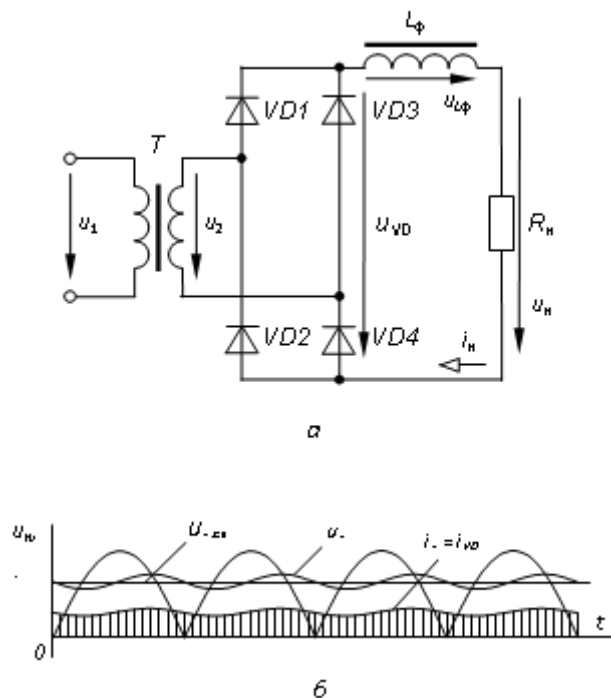


Рис. 3.1. Принципиальная схема (а) и временные диаграммы (б) тока и напряжений однофазного мостового выпрямителя с индуктивным фильтром

Коэффициент сглаживания индуктивного фильтра определяется соотношением [11,13]:

$$q_L \approx 2\pi f L_\phi m / R_n,$$

где  $m$  – пульсность выпрямителя.

Анализ этого выражения позволяет сделать вывод о том, что  $L$ -фильтр будет работать тем эффективнее, чем больше  $L_\phi$  и меньше  $R_H$ .

Индуктивный фильтр обычно применяется в выпрямителях средней и большой мощности, работающих с большими токами на низкоомные нагрузочные устройства.

### 3.1.2 Емкостный фильтр (С-фильтр)

Емкостный или  $C$ -фильтр представляет собой конденсатор  $C_\phi$ , подключенный параллельно нагрузочному резистору  $R_H$ . На рис. 3.2. *a* приведена схема однофазного мостового выпрямителя с емкостным фильтром. Конденсатор  $C_\phi$  имеет бесконечно большое сопротивление постоянному току, а емкостное сопротивление переменному току  $X_{C\phi} = 1/2\pi f C_\phi$  уменьшается с ростом частоты. Отсюда для эффективной работы емкостного фильтра необходимо выдержать следующее соотношение:

$$\frac{1}{2\pi f C_\phi R_H} \ll 1 \quad (3.2)$$

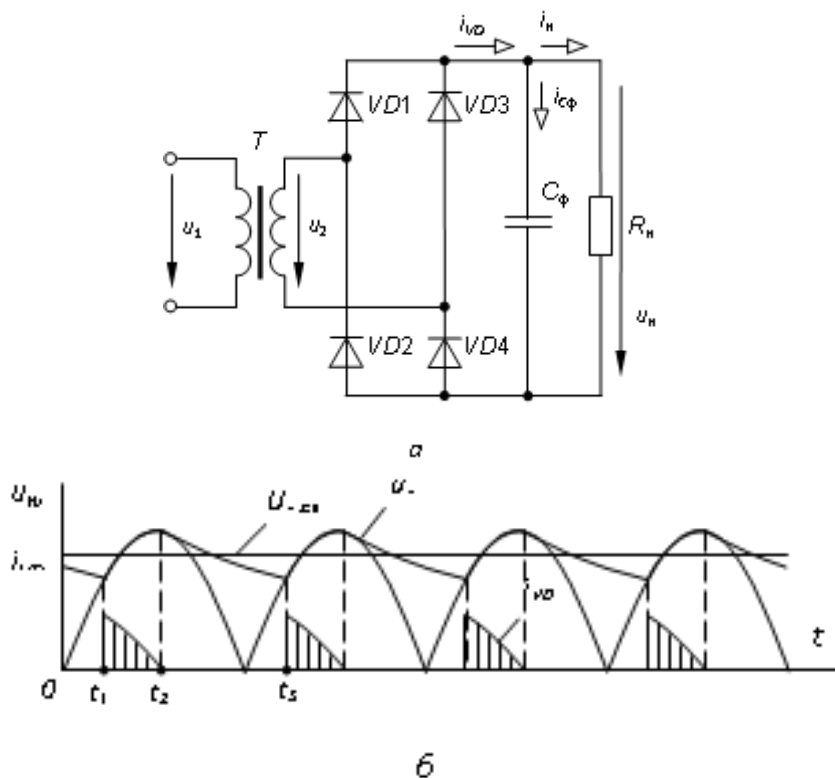


Рис. 3.2. Схема (а) и временные диаграммы (б) тока и напряжений однофазного мостового выпрямителя с емкостным фильтром

При этом, бóльшая часть переменного тока  $i_{C\phi}$  выпрямителя  $i_{VD}$  будет протекать через конденсатор  $C_\phi$  и меньшая  $i_n$  – через  $R_n$ . В результате падение напряжения на нагрузке  $R_n$  от переменной составляющей тока  $i_n$  снижается и, следовательно, уменьшаются пульсации выпрямленного напряжения. Очевидно,  $C$ -фильтр целесообразно применять с высокоомным нагрузочным резистором  $R_n$ .

На рис. 3.2. б приведены временные диаграммы, поясняющие работу емкостного фильтра. В интервале времени  $t_1 - t_2$  конденсатор  $C_\phi$  заряжается через диоды выпрямителя  $VD1, VD4$  до амплитудного значения напряжения  $U_{2m}$ , так как в этом интервале напряжение  $u_2 > u_{C\phi}$ . В интервале времени  $t_2 - t_3$  напряжение  $u_{C\phi} > u_2$ , диоды выпрямителя закрыты, а конденсатор  $C_\phi$  разряжается через нагрузочный резистор  $R_n$  с постоянной времени  $\tau_{разр} = C_\phi R_n$ . При этом напряжение  $u_n$  снижается до некоторого наименьшего значения по экспоненциальному закону. Начиная с момента времени  $t_3$  напряжение  $u_{C\phi}$  становится меньше напряжения  $u_2$ , открываются диоды  $VD2, VD3$ , конденсатор  $C$  начинает заряжаться, и процессы повторяются. При этом через выпрямитель протекает пульсирующий ток  $i_{VD}$ . Анализ временных диаграмм показывает, что при изменении нагрузки  $R_n$  будет изменяться значение коэффициента пульсаций напряжения на нагрузке  $u_n$ . При этом чем меньше разрядится конденсатор, т. е. чем больше  $\tau_{разр}$ , тем меньше будет коэффициент пульсаций  $u_n$ .

Емкость конденсатора фильтра  $C_\phi$  выбирается такой, чтобы выполнялось соотношение:

$$\tau_{разр} = C_\phi R_n \geq 5T,$$

где  $T = 1/f_{осн}$  – период основной гармоники.

При этом экспоненциальную кривую разряда конденсатора можно аппроксимировать прямой линией. Тогда коэффициент сглаживания для  $C$ -фильтра имеет следующее выражение [11,13]:

$$q_c = 2\pi f C_\phi m R_n.$$

Работа выпрямителя с емкостным фильтром существенно зависит от величины тока нагрузки. Действительно, при увеличении  $i_n$ , что соответствует уменьшению сопротивления  $R_n$ , постоянная времени  $\tau_{разр}$  уменьшается. Уменьшается и среднее значение напряжения на нагрузке  $U_{н.ср}$ , а амплитуда пульсаций возрастает.

При использовании емкостного фильтра следует учитывать, что максимальное значение тока диодов  $I_{пр\ max}$  выпрямителя определяется лишь прямым сопротивлением диодов  $R_{пр}$  и сопротивлением вторичной обмотки трансформатора, поэтому оно может достигать значений, бóльших  $I_{пр.доп}$ . В результате дио-

ды могут выйти из строя. Для предотвращения этого в практических схемах (при больших значениях напряжения  $U_2$  и емкости конденсатора фильтра) перед выпрямителем необходимо включать добавочный резистор с небольшим сопротивлением. Кроме того, следует учитывать то, что напряжение  $U_{обр \max}$  диода в однополупериодном выпрямителе может в 2 раза превышать  $U_{2m}$ , так как в промежутке времени, когда диод закрыт, напряжения на конденсаторе и на вторичной обмотке трансформатора складываются.

Емкостный фильтр целесообразно применять с высокоомной нагрузкой при мощностях не более нескольких десятков ватт.

Расчет выпрямителя с емкостным фильтром несколько затруднен, поэтому обычно производится приближенно графически по коэффициентам. На рис. 3.3 приведены зависимости вспомогательных коэффициентов  $B$ ,  $D$  и  $H$  от коэффициента  $A$ . Расчетный коэффициент  $A$  определяется по формуле [12]:

$$A = \frac{\pi I_{н.ср} R_{вн}}{2U_{н.ср}},$$

где  $R_{вн}$  – внутреннее активное сопротивление выпрямителя. Принимаем

$$R_{вн} \leq R_n.$$

Для однофазного мостового выпрямителя с емкостным фильтром расчетные формулы имеют следующий вид

$$C_\phi = \frac{H}{\rho_{вых} R_{вн}}; \quad U_2 = BU_{н.ср}; \quad I_2 = \frac{\sqrt{2}DI_{н.ср}}{2}; \quad A = \frac{\pi R_{вн}}{2R_n}.$$

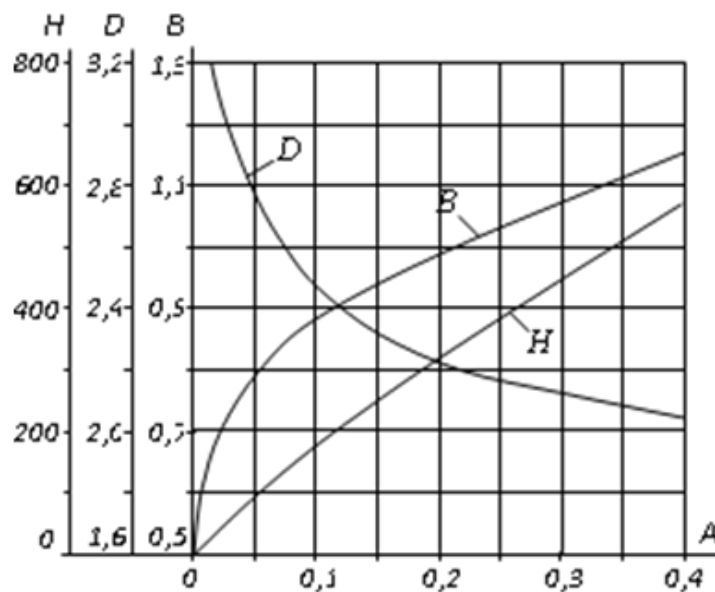


Рис. 3.3. Зависимости коэффициентов  $B$ ,  $D$  и  $H$  от коэффициента  $A$



Из вышеизложенного следует, что при проектировании сглаживающих фильтров (в частности простейших  $C$ - и  $L$ -фильтров) учитывается только частота основной гармоники  $f_{\text{осн}}$  выпрямленного напряжения. Причиной этому является то, что основная гармоника в сравнении с высшими имеет наибольшую амплитуду и наименьшую частоту, а с увеличением частоты, как следует из выражений (3.1), (3.2), эффективность работы фильтров возрастает.

Если простейшие фильтры не удовлетворяют требованиям с точки зрения обеспечения необходимых коэффициентов сглаживания, то прибегают к более сложным сглаживающим фильтрам. К ним относятся  $\Gamma$ -образные фильтры.

### 3.2 $\Gamma$ -образные фильтры

$\Gamma$ -образные фильтры являются многосвязными фильтрами. Эти фильтры могут быть  $LC$ -типа (рис. 3.4. а) и  $RC$ -типа (рис. 3.4. б).

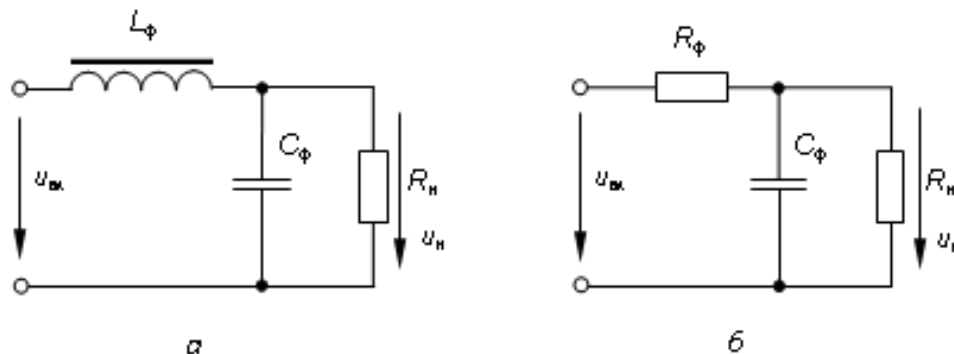


Рис. 3.4. Схемы  $\Gamma$ -образных  $LC$ -фильтра (а) и  $RC$ -фильтра (б)

Снижение пульсаций  $LC$ -фильтром (рис. 3.4.а) объясняется совместным действием дросселя  $L_{\text{ф}}$  и конденсатора  $C_{\text{ф}}$ . Снижение переменных составляющих выпрямленного напряжения обусловлено как сглаживающим действием конденсатора  $C_{\text{ф}}$ , так и значительным падением переменного напряжения на дросселе  $L_{\text{ф}}$ . В то же время падения постоянной составляющей напряжения на фильтре практически нет, так как активное сопротивление дросселя  $L_{\text{ф}}$  мало. С учетом рекомендаций по выбору значений  $C_{\text{ф}}$  и  $L_{\text{ф}}$ , изложенных ранее, выражения для коэффициента сглаживания  $LC$ -фильтра (если пренебречь активным сопротивлением дросселя  $L_{\text{ф}}$ ), можно записать в виде [11]:

$$q_{LC} = 4\pi^2 f_{\text{осн}}^2 m^2 L_{\text{ф}} C_{\text{ф}} - 1.$$

В маломощных выпрямителях, когда требуется значительно уменьшить массу, габариты и стоимость фильтра, вместо дросселя  $L_{\text{ф}}$  обычно включают резистор  $R_{\text{ф}}$  (рис. 3.4.б). Сглаживающее действие резистора  $R_{\text{ф}}$  заключается в том, что при соотношении сопротивлений  $X_C \ll R_{\text{н}}$  на  $R_{\text{ф}}$  происходит большее

падение переменной составляющей выпрямленного напряжения, чем постоянной. В итоге доля переменной составляющей по отношению к постоянной на нагрузке  $R_H$  значительно уменьшается. Коэффициент сглаживания для  $\Gamma$ -образного  $RC$ -фильтра определяется из выражения [14]:

$$q_{RC} = \frac{R_H}{R_H + R_\Phi} 2\pi f_{осн} R_\Phi C_\Phi.$$

Чтобы падение постоянной составляющей напряжения на резисторе  $R_\Phi$  было минимальным, значения  $R_H$  и  $R_\Phi$  выбирают соизмеримыми:

$$\frac{R_H}{R_H + R_\Phi} = 0,5 \dots 0,9.$$

Следует отметить, что коэффициент сглаживания  $RC$ -фильтра меньше, чем у  $LC$ -фильтра, из-за падения напряжения постоянной составляющей на резисторе  $R_\Phi$ .

Если коэффициент сглаживания  $\Gamma$ -образных фильтров не удовлетворяет требованиям по коэффициенту сглаживания, то применяют  $\Pi$ -образные фильтры.

### 3.3 $\Pi$ -образные фильтры

$\Pi$ -образные фильтры также относятся к многозвенным. Они представляют собой последовательное соединение простейшего  $C$ -фильтра и  $\Gamma$ -образных  $LC$ - (рис. 3.5. а) или  $RC$ -фильтров (рис. 3.5. б).

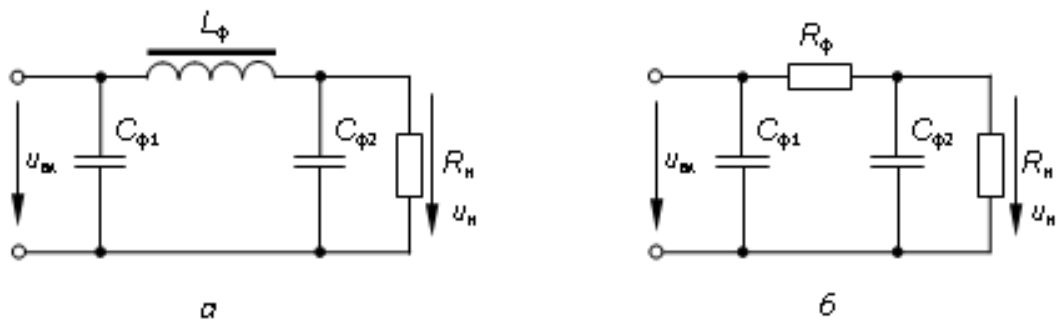


Рис. 3.5. Схемы  $\Pi$ -образных  $LC$ -фильтра (а) и  $RC$ -фильтра (б)

Коэффициент сглаживания многозвенных фильтров равен (при соблюдении определенных условий) произведению коэффициентов сглаживания его составляющих звеньев (фильтров). Поэтому выражение для коэффициента сглаживания  $\Pi$ -образного фильтра можно записать в виде:

$$q_\Pi = q_C q_\Gamma,$$

где  $q_C$ ,  $q_\Gamma$  — коэффициенты сглаживания соответственно  $C$ -фильтра и  $\Gamma$ -образного фильтра.

При сопротивлениях нагрузочного устройства в несколько килоом при-

меняются П-образные  $RC$ -фильтры, а при малых сопротивлениях (несколько Ом) –  $LC$ -фильтры. Наибольший коэффициент сглаживания П-образного фильтра достигается при условии  $C1 = C2$ . П-образные фильтры целесообразно применять, если коэффициент сглаживания должен быть несколько сотен и более. Наряду с бóльшим коэффициентом сглаживания П-образный фильтр по сравнению с Г-образным имеет бóльшие габариты, массу и стоимость.

### 3.4 Электронные фильтры

В последнее время стали применяться электронные фильтры, в которых вместо дросселей используются транзисторы. Такая замена позволяет избавиться от переходных процессов, отрицательно влияющих на работу нагрузочного устройства и самого выпрямителя. При этом снижаются габариты, масса и стоимость источника питания.

Применение биполярных транзисторов в фильтрах основано на различных его сопротивлениях постоянной  $R_+$  и переменной  $R_-$  составляющим коллекторного тока. На рис. 3.6.а приведена выходная характеристика биполярного транзистора, на пологом участке которой находится рабочая точка  $O$ . При этом сопротивление участка коллектор-эмиттер транзистора постоянному току (статическое сопротивление)  $R_+ = U_{КЭ0}/I_{К0}$  на два-три порядка меньше сопротивления этого участка переменному току (динамическое сопротивление)  $R_- = \Delta U_{КЭ}/\Delta I_K$  (рис. 3.6.а).

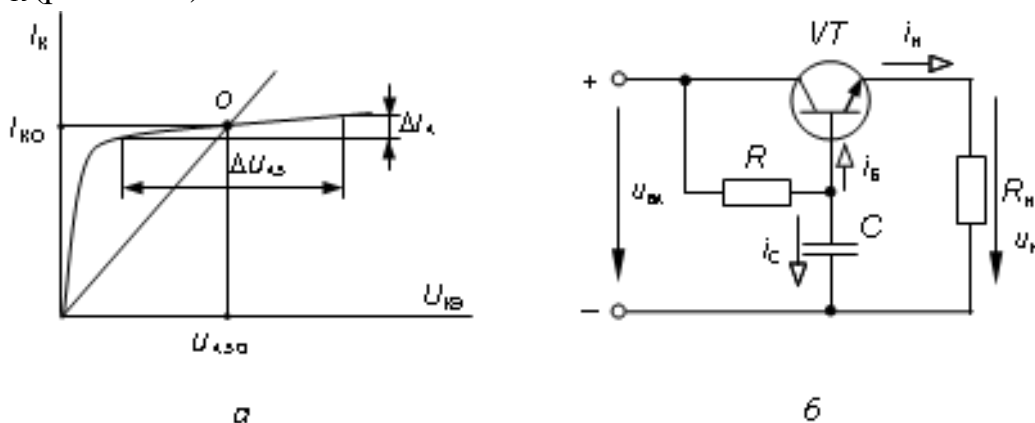


Рис. 3.6 Выходная характеристика биполярного транзистора (а) и схема простейшего электронного фильтра (б)

На рис. 3.6. б изображена схема простейшего электронного фильтра на биполярном транзисторе, в котором транзистор  $VT$  включен последовательно с нагрузочным сопротивлением  $R_н$ . В этом фильтре для обеспечения фиксированного положения рабочей точки на пологом (рабочем) участке выходной характеристики в базовую цепь транзистора включена  $RC$ -цепь, постоянная времени

которой  $\tau = RC$  должна быть много больше периода  $T$  основной гармоники выпрямленного напряжения, то есть  $RC \gg T$ . При этом большая часть переменной составляющей тока выпрямителя замыкается через конденсатор  $C$   $i_C$ . В результате ток базы  $i_B$ , а, следовательно, и ток нагрузки  $i_H$  (эмиттера) транзистора практически не содержат переменной составляющей.

Электронные фильтры имеют меньший коэффициент сглаживания в сравнении с индуктивным фильтром и сглаживают пульсации напряжения примерно в 3 – 5 раз [11]. Применение в электронных фильтрах операционных усилителей позволяет повысить коэффициент сглаживания до нескольких тысяч.

**Задача 8.** На рис. 3.7 представлена схема однофазного мостового выпрямителя с П-образным индуктивно-емкостным фильтром. Номинальное напряжение нагрузки  $U_H=100$  В, номинальная мощность –  $P_H=50$  Вт, допустимый коэффициент пульсации 0,5%, напряжение сети переменного тока  $U_1=220$  В, при частоте 50 Гц.

Выбрать тип диодов, определить расчетную мощность и коэффициент трансформации трансформатора, параметры фильтра.

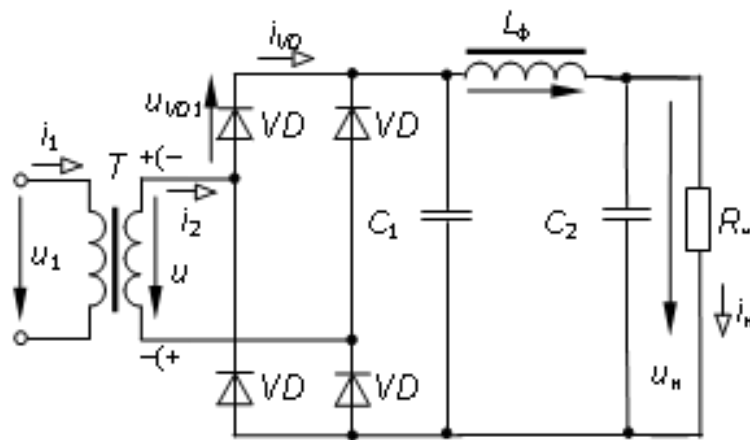


Рис. 3.7

### Решение

#### 1. Выбор диодов.

Ток нагрузки определяем по формуле

$$I_H = \frac{P_H}{U_H} = \frac{50}{100} = 0,5 \text{ А.}$$

Для однофазного мостового выпрямителя среднее значение прямого тока через диод равно

$$I_{VD} = \frac{I_H}{2} = \frac{0,5}{2} = 0,25 \text{ A.}$$

Обратное максимальное напряжение на вентиле

$$U_{\text{обр.мах}} = \sqrt{2} \cdot U_2, \text{ а } U_{\text{н.ср}} = 0,9U_2, \text{ следовательно}$$

$$U_{\text{обр.мах}} = \frac{\sqrt{2}}{0,9} \cdot U_{\text{н.ср}} = 1,57U_{\text{н.ср}} = 1,57 \cdot 100 = 157 \text{ В.}$$

Выбираем диоды КД105Б, для которых

$$I_{\text{пр.мах}} = 0,3 \text{ A} > I_{VD} = 0,25 \text{ A},$$

$$U_{\text{обр.VD}} = 400 \text{ В} > U_{\text{обр.мах}} = 157 \text{ В.}$$

## 2. Определение параметров трансформатора.

Для однофазного мостового выпрямителя действующее значение вторичного напряжения

$$U_2 = U_{\text{н.ср}} = 1,11 \cdot 100 = 111 \text{ В.}$$

Откуда коэффициент трансформации

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{111} \approx 2.$$

Расчетная мощность трансформатора

$$S_{\text{расч}} = 1,23P_H = 1,23 \cdot 50 = 61,5 \text{ ВА.}$$

Выбираем трансформатор с  $S_{\text{ном}} = 63 \text{ ВА} > S_{\text{расч}} = 61,5 \text{ ВА.}$

## 3. Определение параметров фильтра

Коэффициент пульсаций на выходе однофазного мостового выпрямителя

$$p_1 = 0,67$$

Требуемый коэффициент пульсаций

$$p_2 = 0,005$$

Коэффициент сглаживания фильтра

$$q = \frac{p_1}{p_2} = \frac{0,67}{0,005} = 134.$$

П-образный фильтр состоит из простого С-фильтра и Г-образного LC-фильтра. Его коэффициент сглаживания

$$q_{\Sigma} = q_C \cdot q_{LC}$$

Принимаем емкость конденсаторов фильтра  $C_1 = C_2 = 100 \text{ мкФ.}$  Тогда

$$q_C = 2\pi f_{\text{осн}} C_1 R_H m = 2\pi \cdot 2 \cdot 50 \cdot 100^{-6} \cdot 200 = 12,6;$$

где  $R_H$  – сопротивление нагрузки:

$$R = \frac{U_{\text{н.ср}}}{I_{\text{н.ср}}} = \frac{100}{0,5} = 200 \text{ Ом.}$$

Тогда коэффициент сглаживания  $LC$ -фильтра

$$q_{LC} = \frac{q_{\Sigma}}{q_C} = \frac{134}{12,6} = 10,6$$

Для  $LC$ -фильтра

$$L_{\Phi} C_2 = \frac{q_{LC} + 1}{(2\pi f m)^2} = \frac{10,6 + 1}{(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 2)^2} = 29,4 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \cdot \text{Ф.}$$

При  $C_2 = 100 \text{ мкФ}$

$$L_{\Phi} = \frac{L_{\Phi} C_2}{C_2} = \frac{29,4 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-6}} \approx 0,03 \text{ Гн.}$$

Параметры фильтра  $C_1 = C_2 = 100 \text{ мкФ}$ ,  $L_{\Phi} = 0,3 \text{ Гн}$  удовлетворяют условиям эффективной работы:

$$\frac{1}{m\omega C_{\Phi}} \ll R_{\text{Н}} \text{ и } m\omega L_{\Phi} \gg R_{\text{Н}}$$

## 4 СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Напряжение на нагрузке может сильно изменяться за счет воздействия ряда дестабилизирующих факторов. Основными из них являются изменение напряжения сети и тока нагрузки. Напряжение промышленных сетей переменного тока может отличаться от номинального значения в пределах от +5 до – 15%. Другими дестабилизирующими факторами являются изменение температуры окружающей среды, колебание частоты и т.д. Применение стабилизаторов напряжения диктуется тем, что современная электронная аппаратура может нормально функционировать при нестабильности питающего напряжения менее 0,1 – 3%, а для отдельных усилителей постоянного тока и электронных измерительных приборов нестабильность не должна превышать  $10^{-4}$  %.

Стабилизатором напряжения называется устройство, автоматически обеспечивающее поддержание напряжения в нагрузочном устройстве с заданной степенью точности.

Стабилизаторы постоянного напряжения классифицируют по ряду признаков:

- по способу стабилизации – параметрические и компенсационные;
- по способу регулирования – непрерывного и импульсного регулирования.

Основным параметром, характеризующим качество работы всех стабилизаторов, является коэффициент стабилизации.

Коэффициентом стабилизации по напряжению называется отношение относительного изменения напряжения на входе  $U_{вх}$  стабилизатора к относительному изменению напряжения на нагрузке (выходе)  $U_{н}$ :

$$K_{стU} = \frac{\Delta U_{вх} / U_{вх}}{\Delta U_{н} / U_{н}},$$

где  $\Delta U_{вх}$ ,  $\Delta U_{н}$  – приращения соответственно входного напряжения и напряжения на нагрузке.

Помимо коэффициента стабилизации стабилизаторы характеризуются такими параметрами, как внутреннее сопротивление  $R_{ист}$  и КПД  $\eta_{ст}$ .

Значение внутреннего сопротивления стабилизатора  $R_{ист}$  позволяет определить падение напряжения на стабилизаторе, а, следовательно, и напряжение на нагрузке  $U_{н}$  при изменениях нагрузочного тока.

КПД стабилизатора характеризует мощность потерь в нем и является основным энергетическим показателем стабилизатора:

$$\eta_{ст} = P_{н} / (P_{н} + P_{п}),$$

где  $P_H$  – полезная мощность в нагрузочном устройстве;

$P_{\Pi}$  – мощность потерь.

Основными характеристиками стабилизатора напряжения являются зависимости напряжения на нагрузке от входного напряжения  $U_H = f(U_{BX})$  и напряжения на нагрузке от тока нагрузки  $U_H = f(I_H)$ . Зависимость  $U_H = f(I_H)$  называется внешней характеристикой стабилизатора. По характеристике  $U_H = f(U_{BX})$  определяется коэффициент стабилизации по напряжению  $K_{стU}$ , а по характеристике  $U_H = f(I_H)$  – внутреннее сопротивление  $R_{ict}$ .

Зависимость  $U_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})$  имеет вид, представленный на рис. 4.1.

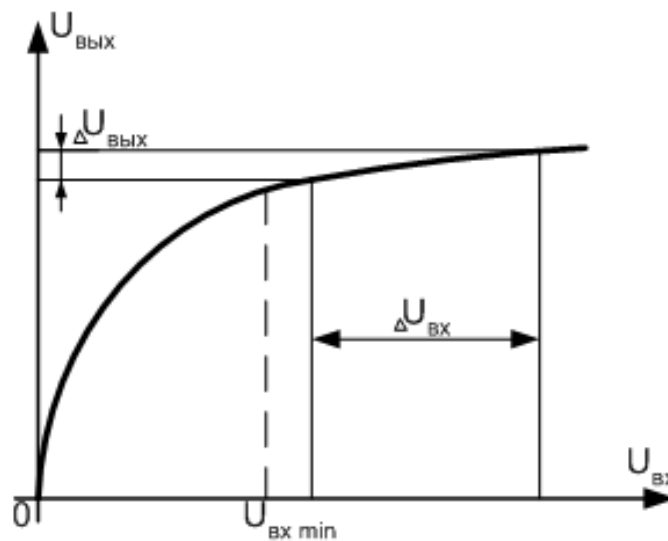


Рис. 4.1. Зависимость выходного напряжения от входного у стабилизатора напряжения

Для обеспечения требуемого значения напряжения  $U_{ВЫХ}$  на нагрузке, подключенной к выходу стабилизатора, необходимо, чтобы входное напряжение было не менее некоторого минимального значения  $U_{ВХ.min}$ , которое в свою очередь должно превышать  $U_{ВЫХ}$ . При условии, что  $U_{ВХ} > U_{ВЫХ.min}$ , изменение входного напряжения  $\Delta U_{ВХ}$  приведёт к весьма незначительному изменению выходного напряжения  $\Delta U_{ВЫХ}$ . Наклон данной характеристики на рабочем участке определяется величиной коэффициента стабилизации  $K_{ст}$ .

Внешняя характеристика стабилизатора  $U_{ВЫХ} = f(I_H)$  при  $U_{ВХ} = \text{const.}$  (рис. 4.2) показывает, что при увеличении тока нагрузки  $I_H$  происходит некоторое снижение напряжения  $U_{ВЫХ}$ . Это обусловлено отличием от нуля выходного сопротивления стабилизатора. Чем больше выходное сопротивление стабилизатора  $R_{ВЫХ}$ , тем более крутым будет наклон внешней характеристики.



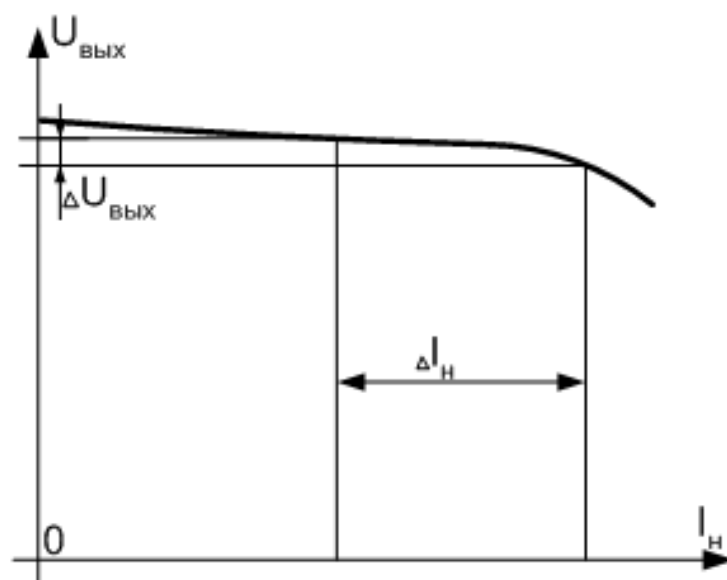


Рис.4.2. Выходная характеристика стабилизатора напряжения

Снижение напряжения на выходе при росте тока нагрузки  $I_H$  в компенсационных стабилизаторах значительно менее выражено, чем в параметрических, что достигается наличием отрицательной обратной связи.

#### 4.1 Параметрический стабилизатор напряжения

Принцип работы параметрического стабилизатора напряжения основан на использовании элемента с нелинейной ВАХ – полупроводникового стабилитрона. Схема параметрического стабилизатора напряжения приведена на рис. 4.3.а. Стабилитрон  $VD$  в стабилизаторе включен параллельно нагрузочному резистору  $R_H$ . Для создания требуемого режима работы в схему включен балластный резистор  $R_6$  [11].

Для схема параметрического стабилизатора (рис. 4.3, а) на основе законов Кирхгофа можно получить основные соотношения для токов и напряжений:

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{ст}} + I_H; \quad U_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} R_6 + U_H.$$

Для упрощения анализа работы стабилизатора допустим, что  $R_H = \infty$ . Тогда имеем схему с последовательным соединением резистора  $R_6$  и стабилитрона  $VD$ , описываемую уравнением электрического состояния:  $U_{\text{вх}} = U_{\text{ст}} + I_{\text{ст}} R_6$ , которое просто решить графически. При этом учитываем, что  $U_H = U_{\text{ст}}$  [11].

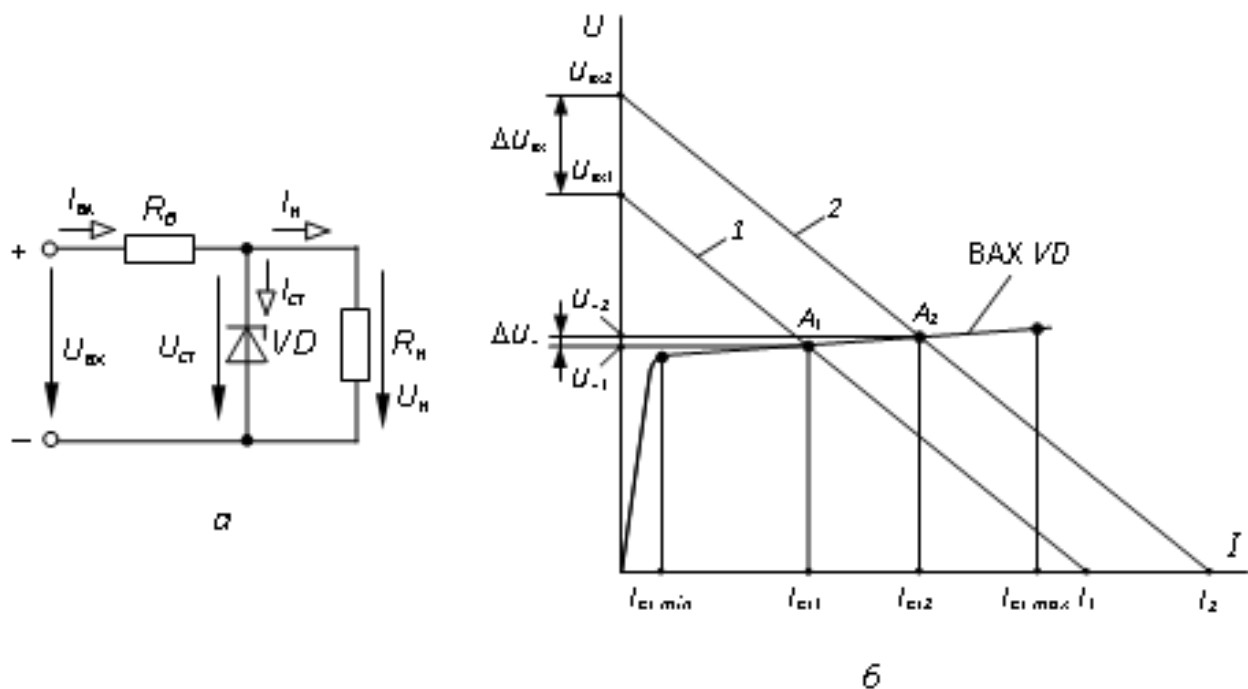


Рис. 4.3. Схема параметрического стабилизатора напряжения (а) и ВАХ, поясняющий принцип его работы (б)

На рис. 4.3.б изображены ВАХ стабилитрона  $VD$  и ВАХ линейной части схемы или линия нагрузки. При этом  $I = U_{\text{вх}}/R_б$ . Точка пересечения характеристик  $A$  определяет ток  $I_{\text{ст}}$  через стабилитрон  $VD$  и напряжение стабилизации  $U_{\text{ст}}$ , равное напряжению на нагрузке  $U_н$ . Так при входном напряжении  $U_{\text{вх}1}$ , ВАХ линейной части схемы занимает положение 1, через стабилитрон протекает ток  $I_{\text{ст}1}$ , а напряжение на нагрузке равно  $U_{н1} = U_{\text{ст}1}$  (для точки  $A_1$ ). При увеличении входного напряжения на  $\Delta U_{\text{вх}}$  от  $U_{\text{вх}1}$  до  $U_{\text{вх}2}$  ВАХ линейной части схемы переместится параллельно самой себе и займет положение 2. Из рис. 4.3. б видно, что напряжение на стабилитроне  $U_{\text{ст}2}$ , а, следовательно, и на нагрузке  $U_{н2}$  изменится (увеличится) незначительно на величину  $\Delta U_н$  (точка  $A_2$ ). При уменьшении входного напряжения принцип работы схемы аналогичен. Таким образом, при изменении входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  напряжение на нагрузке  $U_н$  остается практически неизменным.

Так как рабочий участок ВАХ стабилитрона  $VD$  ограничен минимальным  $I_{\text{ст} \min}$  и максимальным  $I_{\text{ст} \max}$  токами стабилизации, сопротивление резистора  $R_б$  выбирается таким образом, чтобы линия нагрузки пересекала ВАХ стабилитрона в точке  $A$ , соответствующей номинальному току стабилитрона  $VD$ .

В реальных условиях  $R_н \neq \infty$ , поэтому суммарная ВАХ стабилитрона  $VD$  и нагрузочного резистора  $R_н$  переместится в сторону больших токов, и режим стабилизации будет наступать при большем входном напряжении  $U_{\text{вх}}$ . Следует

отметить, что стабилизация выходного напряжения обеспечивается стабилизатором и при изменении тока нагрузки  $I_H$ .

Как видно из рис. 4.3.б, стабилизатор работает на линейном участке ВАХ стабилитрона, наклон которой определяется дифференциальным сопротивлением стабилитрона  $r_d = \Delta U_{CT} / \Delta U_{BX}$ . В соответствии с этим можно записать выражение для приращений [11]:

$$\frac{\Delta U_H}{\Delta U_{BX}} = \frac{r_d R_H / (r_d + R_H)}{R_6 + r_d R_H / (r_d + R_H)}.$$

Так как в стабилизаторе обычно  $r_d \ll R_H$  и  $r_d \ll R_6$ , то выражение для коэффициента стабилизации параметрического стабилизатора напряжения можно записать в виде:

$$K_{CTU} = \frac{\Delta U_{BX} / U_{BX}}{\Delta U_H / U_H} \approx \frac{R_6 U_H}{r_d U_{BX}}.$$

Внутреннее (выходное) сопротивление параметрического стабилизатора определяется по формуле:

$$R_{ict} \approx r_d.$$

Коэффициент стабилизации  $K_{CTU}$  параметрических стабилизаторов напряжения на полупроводниковом стабилитроне может достигать 30 – 50, а  $R_{ict}$  лежит в пределах от нескольких Ом до нескольких сотен Ом.

Заметим, что параметры параметрического стабилизатора определяются параметрами используемого стабилитрона (отсюда название – “параметрический”). Для повышения стабилизированного напряжения применяется последовательное включение стабилитронов. Параллельное же включение стабилитронов в целях повышения нагрузочного тока не допускается.

Для увеличения стабильности  $U_{CT}$  при изменении температуры последовательно со стабилитроном включаются несколько диодов в прямом направлении. Так как стабилитроны имеют положительный коэффициент напряжения ТКН (около 4 мВ/°С), а диоды при прямом включении – отрицательный (около 2 мВ/°С), то отклонения напряжений компенсируются. Например, в стабилитроне типа Д818Е последовательно со стабилитроном включены два диода, которые обеспечивают ТКН до 0,001 %/°С.

Основными достоинствами параметрических стабилизаторов напряжения являются простота конструкции и надежность работы. К недостаткам следует отнести небольшой коэффициент стабилизации, невысокий КПД, не превышающий 0,3, относительно большое внутреннее сопротивление, а также узкий и нерегулируемый диапазон стабилизируемого напряжения. Если такие показатели параметрического стабилизатора являются недостаточными, то используется компенсационный стабилизатор напряжения.

Так как рабочий участок ВАХ стабилитрона  $VD$  ограничен минимальным  $I_{ст.мин}$  и максимальным  $I_{ст.мах}$  токами стабилизации, сопротивление резистора  $R_{\zeta}$  выбирается таким образом, чтобы линия нагрузки пересекала ВАХ стабилитрона в точке  $A$ , соответствующей номинальному току стабилитрона  $VD$ .

В реальных условиях  $R_H \neq \infty$ , поэтому суммарная ВАХ стабилитрона  $VD$  и нагрузочного резистора  $R_H$  переместится в сторону больших токов, и режим стабилизации будет наступать при большем входном напряжении  $U_{ВХ}$

Изменение нагрузки очень мало влияет на величину напряжения  $U_{ВЫХ}$ , поскольку, например, увеличение тока нагрузки  $I_H$  компенсируется уменьшением тока стабилитрона.

Сопротивление балластного резистора  $R_{\zeta}$  выбирается таким, чтобы обеспечить значение тока стабилитрона  $I_{ст}$ , соответствующее номинальной величине  $I_{ст.ном}$ , указанной для данного типа стабилитрона.

Возможности регулирования выходного напряжения у параметрического стабилизатора отсутствуют.

Выходное сопротивление параметрического стабилизатора определяется дифференциальным сопротивлением стабилитрона на участке стабилизации и может находиться в диапазоне от одного до десятков Ом.

## 4.2 Компенсационный стабилизатор напряжения

Компенсационный стабилизатор напряжения работает по иному принципу, нежели параметрический стабилизатор напряжения. Принцип действия компенсационного стабилизатора напряжения основан на изменении сопротивления регулирующего элемента в зависимости от управляющего сигнала.

Компенсационные стабилизаторы напряжения являются системой автоматического регулирования по отклонению, в которой благодаря наличию отрицательной обратной связи (ОС) обеспечивается постоянство напряжения на нагрузке с высокой степенью точности. Компенсационные стабилизаторы лишены недостатков, свойственных параметрическому стабилизатору, что достигается усложнением его схемы.

Довольно часто на практике используется *простейший компенсационный стабилизатор напряжения непрерывного действия* (линейный), схема которого приведена на рис. 4.4. В компенсационном стабилизаторе нагрузка  $R_H$  подключена к источнику входного напряжения  $U_{ВХ}$  через регулирующий транзистор  $VT$ , следовательно:  $U_{ВХ} = U_{VT1} + U_H$ .

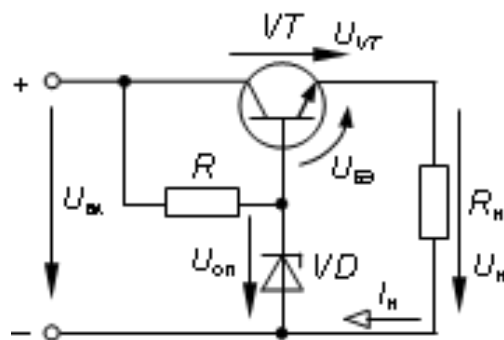


Рис.4.4. Схема простейшего компенсационного стабилизатора напряжения

Поэтому изменение сопротивления регулирующего транзистора  $VT$  в соответствии с сигналом ОС позволяет поддерживать напряжение  $U_H$  на нагрузке практически неизменным при воздействии дестабилизирующих факторов.

Здесь опорное напряжение  $U_{оп}$  создается параметрическим стабилизатором напряжения на стабилитроне  $VD$  и резисторе  $R$ , а роль сравнивающего и регулирующего элементов выполняет биполярный транзистор  $VT$ .

Напряжение на нагрузке  $U_H$  представляет собой разность  $U_H = U_{оп} - U_{БЭ}$ . В нормальном режиме, когда отсутствует действие дестабилизирующих факторов, режим работы регулирующего транзистора выбирается так, чтобы он был не полностью открыт напряжением смещения  $U_{БЭ}$ , которое обычно составляет  $0,4 - 0,6$  В. При этом напряжение на нагрузке практически равно опорному  $U_H \approx U_{оп}$ .

Предположим, по каким-либо причинам напряжение  $U_H$  уменьшилось. Напряжение  $U_{оп}$  на стабилитроне  $VD$  при этом практически не изменяется. Так как  $U_{БЭ} = U_{оп} - U_H$  (рис. 4.4), то напряжение  $U_{БЭ}$  увеличивается. Ток базы транзистора также увеличивается, транзистор приоткрывается, падение напряжения на нем уменьшается, а напряжение  $U_H$  увеличивается и его значение устанавливается близкое к номинальному.

Коэффициент стабилизации по напряжению  $K_{стU}$  данного стабилизатора можно рассчитать по следующей приближенной формуле [15]:

$$K_{стU} \approx \frac{U_H}{U_{вх}} \frac{r_K}{r_d + r_B + r_E(1 + h_{21Э})},$$

где  $r_K, r_E, r_B$  – сопротивления соответственно коллектора, эмиттера, базы  $T$ -образной схемы замещения биполярного транзистора;  
 $h_{21Э}$  – коэффициент передачи тока транзистора  $VT$  в схеме с общим эмиттером.

Для рассматриваемой схемы  $K_{стU} \approx 150 - 300$ .

Внутреннее сопротивление  $R_{ист}$  стабилизатора определяется по формуле:

$$R_{icT} = r_{\Theta} + \frac{r_D + r_B}{1 + h_{21\Theta}}.$$

С целью увеличения коэффициента стабилизации стабилизатора в цепь ОС вводится усилитель.

На рис. 4.5 приведена структурная схема компенсационного стабилизатора непрерывного действия с усилителем в цепи обратной связи.

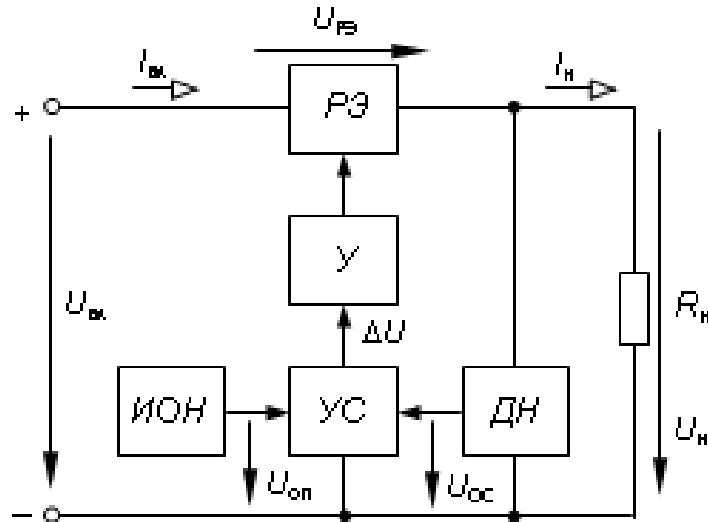


Рис. 4.5. Структурная схема компенсационного стабилизатора напряжения непрерывного действия

Работа схемы компенсационного стабилизатора непрерывного действия заключается в следующем. В узле сравнения УС происходит непрерывное сравнение напряжения обратной связи  $U_{OC}$ , снимаемого с датчика напряжения ДН, с опорным напряжением  $U_{ON}$ , снимаемым с источника опорного напряжения ИОН. Результат сравнения  $\Delta U$  усиливается усилителем У и подается на вход регулирующего элемента РЕ, падение напряжения на котором РЕ компенсирует действие дестабилизирующих факторов.

Для структурной схемы (рис. 4.5) справедливы следующие соотношения:

$$U_{BX} = U_{PE} + U_H \text{ (для внешнего контура стабилизатора);}$$

$$\Delta U = U_{OC} - U_{ON} \text{ (для узла сравнения УС);}$$

$$U_H = I_H R_H \text{ (для нагрузки);}$$

$$U_{OC} = \beta U_H \text{ (для датчика напряжения),}$$

где  $\beta$  – коэффициент обратной связи.

При увеличении входного напряжения  $U_{BX}$  или уменьшении тока нагрузки  $I_H$  несколько повышается напряжение на нагрузке  $U_H$ , отклоняясь от своего номинального значения. Увеличивается напряжение  $U_{OC}$ , являющееся частью  $U_H$ , а напряжение  $U_{ON}$  остается неизменным. Увеличивается напряжение  $\Delta U$  на выход-

де УС, которое усиливаясь  $U$  подается на вход РЭ и увеличивает его сопротивление таким образом, что напряжение  $U_{РЭ}$  компенсирует действие дестабилизирующих факторов. В результате этого напряжение  $U_H$  уменьшается и приобретает значение, близкое к номинальному с определенной степенью точности. При уменьшении входного напряжения  $U_{ВХ}$  или увеличении тока нагрузки  $I_H$  в схеме протекают противоположные процессы.

На рис. 4.6. а приведена схема компенсационного стабилизатора на дискретных элементах – биполярных транзисторах. Схема включает: регулирующий элемент РЭ на транзисторе  $VT1$  и резисторе  $R_1$ ; усилитель  $U$  на транзисторе  $VT2$ ; узел сравнения УС –  $p-n$ -переход база-эмиттер транзистора  $VT2$ ; источник опорного напряжения ИОН, выполненный в виде параметрического стабилизатора, на стабилитроне  $VD$  и резисторе  $R_2$ ; датчик напряжения ДН на резисторах  $R_3, R_4, R_5$ .

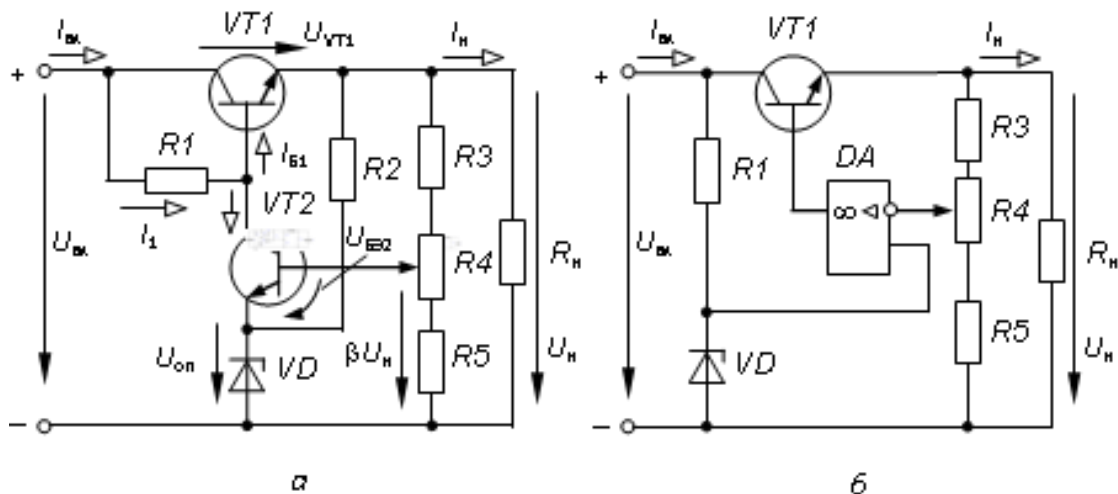


Рис. 4.6. Схемы компенсационных стабилизаторов напряжения на биполярных транзисторах (а) и операционном усилителе (б)

При увеличении входного напряжения стабилизатора  $U_{ВХ}$  или уменьшении тока нагрузки  $I_H$  напряжение  $U_H$  повышается, отклоняясь от своего номинального значения. Увеличивается часть напряжения  $U_H$ , равная  $\beta U_H$  и являющаяся сигналом ОС. Так как опорное напряжение  $U_{ОН}$  остается постоянным, то напряжение  $U_{БЭ2}$  транзистора  $VT2$  также увеличивается. Транзистор  $VT2$  приоткрывается, его коллекторный ток  $I_{К2}$  увеличивается. Учитывая то, что  $I_{Б1} = I_1 - I_{К2}$  и приняв практически неизменным  $I_1$ , ток базы транзистора  $VT1$  уменьшается и он приоткрывается. При этом падение напряжения  $U_{ВТ1}$  на транзисторе  $VT1$  возрастает, а напряжение на нагрузке  $U_H$  снижается и приобретает значение, близкое к номинальному с определенной степенью точности. Аналогично будет отработано изменение  $U_H$  при уменьшении  $U_{ВХ}$  или изменении сопротивления нагрузки  $R_H$  (тока нагрузки  $I_H$ ).

С помощью переменного резистора  $R_4$  можно регулировать в необходимых пределах напряжение на нагрузке  $U_H$ . Причем перемещение движка переменного резистора  $R_4$  по схеме вверх приводит к уменьшению напряжения на нагрузке  $U_H$  и наоборот.

Для повышения коэффициента стабилизации вместо усилителя на транзисторе  $VT2$  в стабилизаторе часто используют интегральный операционный усилитель (ОУ) (рис. 4.6. б), коэффициент усиления которого много больше коэффициента усиления усилителя на транзисторе  $VT2$ . Известно, что напряжение между входами ОУ практически равно нулю. В стабилизаторе (рис. 4.6. б) работа контура ОС поддерживает равенство нулю разности  $\beta U_H - U_{оп}$ , поэтому  $U_H = U_{оп}/\beta$ . Чем выше коэффициент усиления ОУ, тем точнее выполняется это равенство, тем выше коэффициент стабилизации  $K_{стU}$  и тем ниже  $R_{вых}$  стабилизатора. У компенсационных стабилизаторов на основе ОУ  $K_{стU}$  может достигать нескольких тысяч, а внутреннее сопротивление  $R_{ист} = 10^{-3} - 10^{-4}$  Ом.

Выходное напряжение  $U_H$  стабилизатора (рис. 4.6. б) при верхнем положении движка резистора  $R3$  определяется по формуле:

$$U_H = U_{оп}(R2 + R3 + R4)/(R3 + R4),$$

при нижнем положении движка резистора  $R3$ :

$$U_H = U_{оп}(R2 + R3 + R4)/(R4).$$

Коэффициент стабилизации напряжения  $K_{стU}$  и внутреннее сопротивление  $R_{ист}$  стабилизатора (рис. 4.6. б) определяются выражениями [16]:

$$K_{стU} = \frac{\beta U_H}{U_{вх}} \frac{r_K}{r_{\Sigma}(1 + h_{21}\Sigma)} K_{ОУ}; \quad R_{ист} = \frac{r_{\Sigma}}{K_{ОУ}},$$

где  $K_{ОУ}$  – коэффициент усиления ОУ без ОС.

Помимо уменьшения медленных изменений входного напряжения  $U_{вх}$  компенсационный стабилизатор уменьшает коэффициент пульсаций  $p$  в  $K_{стU}$  раз.

Для увеличения стабильности опорного напряжения  $U_{оп}$ , а, следовательно, и коэффициента стабилизации стабилизатора  $K_{стU}$  на ОУ (рис. 4.6. б), параметрический стабилизатор на  $VD$  и  $R1$  подключают не ко входу, а к выходу стабилизатора. Однако при этом ОУ охватывается двумя видами ОС: положительной и отрицательной. Наличие положительной обратной связи приводит к тому, что при включении питания на выходе ОУ может установиться как положительное, так и отрицательное напряжение. Для того, чтобы устанавливалось напряжение нужного знака, в схеме стабилизатора используются дополнительные элементы, обеспечивающие некоторую начальную несимметрию при включении питания, что приводит к усложнению схемы.



Сравнивая компенсационный стабилизатор с параметрическим, следует отметить следующие достоинства компенсационных стабилизаторов напряжения: высокий коэффициент стабилизации ( $K_{\text{ст}U} > 1000$ ); низкое внутреннее сопротивление  $R_{\text{ict}} = 10^{-3} - 10^{-4}$  Ом; практическая безинерционность и более высокий КПД, составляющий 0,5-0,6.

Недостатками являются: бóльшая сложность, и, следовательно, меньшая надежность по сравнению с параметрическим стабилизатором; значительная масса, габариты и стоимость, что объясняется не только наличием большого количества элементов в стабилизаторе, но и применением радиаторов (охладителей) для обеспечения нормального теплоотвода регулирующего транзистора.

В настоящее время получили широкое распространение компенсационные стабилизаторы напряжения непрерывного действия в интегральном исполнении серий К142, К275, КР1157. Их применяют в качестве индивидуальных стабилизаторов напряжения для отдельных блоков и узлов аппаратуры. На рис. 4.7 приведены схемы компенсационных стабилизаторов на интегральной микросхеме (ИМС) КР142ЕН5А [17].

В нерегулируемом стабилизаторе (рис. 4.7.а) напряжение на нагрузке имеет фиксированное значение  $U_{\text{н}} = U_{\text{вых.ст}} = 5$  В. Регулируемое в некоторых пределах напряжение на нагрузке можно получить, если к ИМС подключить делитель напряжения из резисторов  $R1$  и  $R2$  по схеме, изображенной на рис. 4.7.б. При этом напряжение на нагрузке определяется по формуле:

$$U_{\text{н}} = U_{\text{вых.ст}} (1 + R2/R1) + I_{\text{п}} R2 > U_{\text{вых.ст}},$$

где  $U_{\text{вых.ст}}$  – фиксированное выходное напряжение ИМС;  $I_{\text{п}}$  – ток питания ИМС.

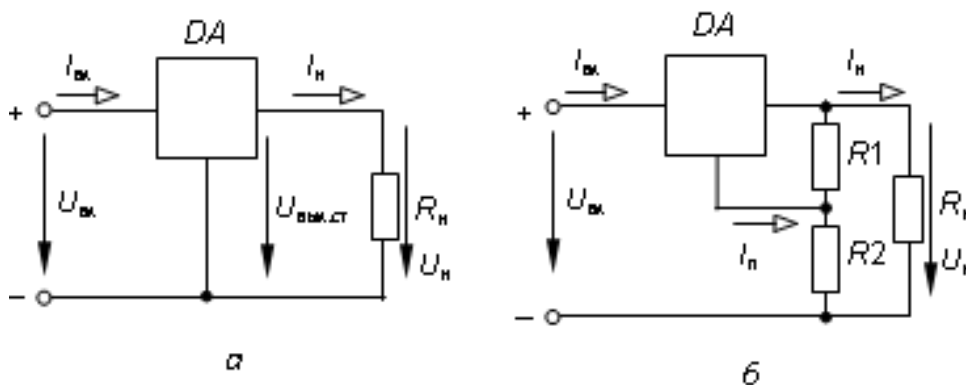


Рис. 4.7. Схемы нерегулируемого (а) и регулируемого (б) компенсационных стабилизаторов напряжения на ИМС КР142ЕН5А

Существуют четырехвыводные ИМС стабилизаторов, например, К142ЕН3, К142ЕН4 [10], у которых для регулирования выходного напряжения

делитель подключается к специальному выводу, предназначенному для подключения цепи ОС.

**Задача 9.** В схеме параметрического стабилизатора (рис. 4.8) найти  $U_{\text{вх}}$  и  $R_6$ , если стабилизатор на стабилитроне КС191 должен обеспечивать нестабильность напряжения на выходе 1% при нестабильности на входе 10%. Сопротивление нагрузки  $R_H = 1000 \text{ Ом}$ .

**Решение.**

Для параметрического стабилизатора справедливо соотношение

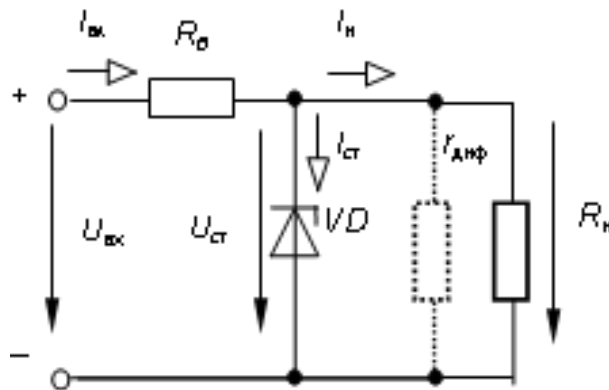


Рис.4.8

Для параметрического стабилизатора справедливо выражение

$$\frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} = \frac{r_{\text{диф}}}{(R_6 + r_{\text{диф}})}$$

Тогда, отсюда найдем  $R_6$

$$R_6 = \left( \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}}} - 1 \right) r_{\text{диф}}$$

Для стабилитрона КС191 из справочника находим  $r_{\text{диф}} = 47 \text{ Ом}$ .

Тогда

$$R_6 = \left( \frac{0,1}{0,01} - 1 \right) 47 = 423 \text{ Ом}.$$

Ближайшее по номиналу сопротивление равно 430 Ом.

Номинальное напряжение на входе определяется как сумма напряжений:

$$U_{\text{ВХ.НОМ}} = U_{6.\text{ср}} + U_{\text{ст}},$$

$$\text{где } U_{6.\text{ср}} = (I_{\text{ст.ср}} + I_H) R_6, \quad I_{\text{ст.ср}} = \frac{I_{\text{ст.мин}} + I_{\text{ст.макс}}}{2}, \quad I_H = \frac{U_{\text{ст}}}{R_H}.$$

Для стабилитрона КС191А по справочнику находим

$$I_{\text{ст.мин}} = 3 \text{ мА}, \quad I_{\text{ст.макс}} = 15 \text{ мА}$$

$$\text{Отсюда } I_{\text{ст.ср}} = \frac{3+15}{2} = 9 \text{ мА.}$$

$$I_{\text{Н}} = \frac{9,1}{10^3} = 0,0091 \text{ А}, U_{\text{б.ср}} = (0,009 + 0,0091)430 = 7,783 \text{ В},$$

$$U_{\text{вх.ном}} = 7,783 + 9 \approx 16,78 \text{ В.}$$

**Задача 10.** Для схемы и условий задачи 8 определить пределы изменения сопротивления нагрузки.

### Решение

Из справочника следует, что ток стабилитрона КС191 может изменяться от 3 до 15 мА, т.е.  $\Delta I_{\text{ст}} = \pm 6$  мА. Среднее значение тока нагрузки

$I_{\text{Н}} = \frac{U_{\text{ст}}}{R_{\text{Н}}} = \frac{9,1}{1000} = 0,0091 \text{ А} = 9,1 \text{ мА}$ . Поэтому ток нагрузки тоже может изменяться от  $I_{\text{Н.мин}} = 9,1 - 6 = 3,1 \text{ мА}$  до  $I_{\text{Н.мах}} = 9,1 + 6 = 15,1 \text{ мА}$ . Это соответствует следующим сопротивлениям нагрузки:

$$R_{\text{Н.мах}} = \frac{U_{\text{ст}}}{I_{\text{Н.мин}}} = \frac{9,1}{3,1 \cdot 10^{-3}} = 2930 \text{ Ом},$$

$$R_{\text{Н.мин}} = \frac{U_{\text{ст}}}{I_{\text{Н.мах}}} = \frac{9,1}{15,1 \cdot 10^{-3}} = 603 \text{ Ом}.$$

**Задача 11.** Для схемы и условий задач 8 и 9 определить допустимые пределы изменения входного напряжения, при которых сохраняется режим стабилизации.

### Решение

Минимальное входное напряжение соответствует случаю, когда через стабилитрон течет минимальный ток стабилизации. Максимальное и минимальное входные напряжения равны:

$$U_{\text{вх.мах}} = U_{\text{ст}} + (I_{\text{Н}} + I_{\text{ст.мах}})R_{\text{б}} = 9,1 + 430(9,1 + 15) \cdot 10^{-3} = 19,46 \text{ В},$$

$$U_{\text{вх.мин}} = U_{\text{ст}} + (I_{\text{Н}} + I_{\text{ст.мин}})R_{\text{б}} = 9,1 + 430(9,1 + 3) \cdot 10^{-3} = 15,1 \text{ В}.$$

**Задача 12.** Кремниевый стабилитрон 2С168 подключен по схеме рис. 4.3.а. При этом  $R_{\text{Н}} = 2 \text{ кОм}$ , данные стабилитрона следующие:  $U_{\text{ст}} = 6,8 \text{ В}$ ,  $I_{\text{ст.мин}} = 0,5 \text{ мА}$ ,  $I_{\text{ст.мах}} = 3 \text{ мА}$ . Найти  $R_{\text{б}}$ , если  $U_{\text{вх}}$  изменяется от  $U_{\text{вх.мин}} = 10 \text{ В}$  до  $U_{\text{вх.мах}} = 20 \text{ В}$ . Определить, будет ли обеспечена стабилизация на всем диапазоне изменения  $U_{\text{вх}}$ ?

### Решение

Найдем балластное сопротивление  $R_{\text{б}}$ , на основании средних значений входного напряжения  $U_{\text{вх.ср}}$  и тока стабилизации  $I_{\text{ст.ср}}$ :

$$R_6 = \frac{U_{6.ср}}{I_{ст.ср} + I_H} = \frac{U_{вх.ср} - U_{ст}}{I_{ст.ср} + I_H},$$

$$\text{где } U_{вх.ср} = \frac{U_{вх.min} + U_{вх.max}}{2} = \frac{10 + 20}{2} = 15 \text{ В},$$

$$I_{ст.ср} = \frac{I_{ст.min} + I_{ст.max}}{2} = \frac{0,5 + 3}{2} = 1,75 \text{ мА},$$

$$I_H = \frac{U_{ст}}{R_H} = \frac{6,8}{2000} = 0,0034 \text{ А} = 3,4 \text{ мА}.$$

$$\text{Тогда } R_6 = \frac{15 - 6,8}{(1,75 + 3,4)10^{-3}} = 1590 \text{ Ом}.$$

Вычисляем минимальные и максимальные входные напряжения, при которых обеспечивается диапазон стабилизации от 0,5 мА до 3 мА.

$$U_{вх.min} = U_{ст} + (I_H + I_{ст.min})R_6 = 6,8 + 1590(3,4 + 0,5) \cdot 10^{-3} \approx 13 \text{ В},$$

$$U_{вх.max} = 6,8 + 1590(3,4 + 3) \cdot 10^{-3} \approx 17 \text{ В}.$$

**Задача 13.** В параметрическом стабилизаторе на стабилитроне КС508А определить значения сопротивления балластного резистора  $R_6$ , коэффициента стабилизации  $K_{ст.U}$  и максимального тока стабилитрона  $I_{ст}$ , если известно следующее:  $U_H = 11 \text{ В}$ ,  $R_H = 1500 \text{ Ом}$ , а  $U_{вх}$  изменяется от 17 до 27 В.

### Решение

Из справочника находим параметры стабилитрона КС508А

$$U_{ст} = 11 \text{ В}, R_{диф} = 11,5 \text{ Ом}, I_{ст.min} = 0,25 \text{ мА}, I_{ст.max} = 23 \text{ мА}.$$

Определяем сопротивление балластного резистора

$$R_6 = \frac{U_{вх.min} - U_H}{I_{ст.min} + I_H} = \frac{U_{вх.min} - U_{ст}}{I_{ст.ср} + \frac{U_H}{R_H}} = \frac{17 - 11}{0,00025 + \frac{11}{1500}} = 791 \text{ Ом}.$$

Коэффициент стабилизации равен

$$K_{ст.U} = \frac{R_6 U_H}{R_{диф} U_{вх.ном}} = \frac{791 \cdot 11}{11,5 \cdot 22} = 34,4,$$

$$\text{где } U = 0,5(U_{вх.min} + U_{вх.max}) = 0,5(27 + 17) = 22 \text{ В}.$$

Максимальный ток стабилизатора

$$I_{max} = \frac{U_{вх.max} - U_H}{R_6} - \frac{U_H}{R_H} = \frac{27 - 11}{791} - \frac{11}{1500} = 0,0129 \text{ А}.$$

**Задача 14.** В компенсационном стабилизаторе, изображенном на рис. 4.9 входное напряжение  $U_{вх} = 15 \text{ В}$ ,  $R_H = 150 \text{ Ом}$ . Параметры транзисторов следующие: для транзистора VT1 -  $\beta_{VT1} = 40$ ,  $R_{Б1} = 2 \text{ Ом}$ ,  $R_{Э1} = 0,9 \text{ Ом}$ ,  $R_{К1} = 0,4 \text{ Ом}$ . Для

транзистора  $VT2$  -  $\beta_{VT2} = 100$ ,  $R_{B2} = 3 \text{ Ом}$ ,  $R_{Э2} = 1 \text{ Ом}$ ,  $R_{K2} = 0,6 \text{ Ом}$ . Параметры стабилизатора  $VD$ -  $U_{CT} = 3,9 \text{ В}$ ,  $I_{CT,max} = 0,07 \text{ А}$ . Рассчитать параметры резисторов, обеспечивающих выходное напряжение стабилизатора  $U_{ВЫХ} = 9 \text{ В}$ .

### Решение

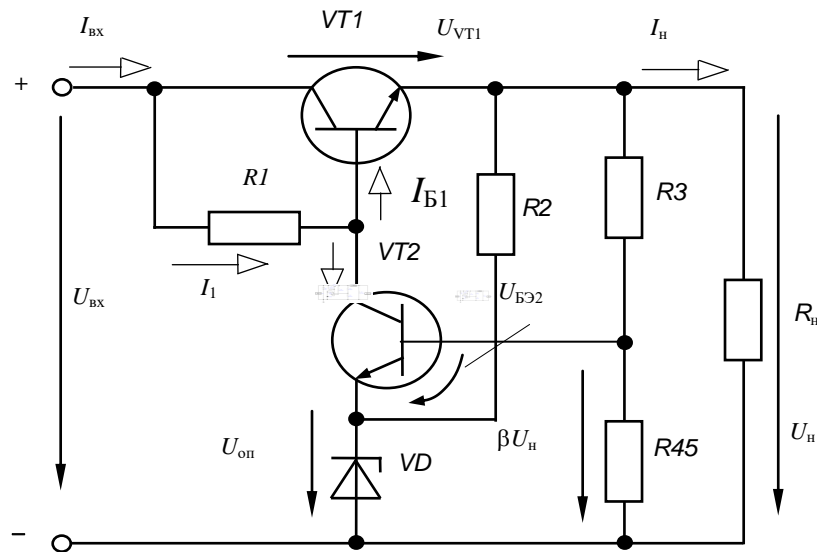


Рис. 4.9

Расчёт проводится в следующей последовательности:

1. Определяется величина сопротивления резистора  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_{R1}} \approx \frac{U_{KЭ1}}{(I_{K2} + I_{B1})} = \frac{(U_{BX} - U_{БЭVT1} - U_{ВЫХ})}{(I_{K2} + I_{B1})},$$

где  $I_{B1} = \frac{I_{K1}}{\beta_{VT1}}$  – ток базы транзистора  $VT1$ ;

$I_{K1} \approx I_H$  – ток коллектора транзистора  $VT1$ ;

$U_{R1} \approx U_{KЭ1}$  – падение напряжения на резисторе  $R_1$ ;

$I_{R1}$  – ток, протекающий через резистор  $R_1$ ; ток коллектора  $VT2$   $I_{K2} \approx I_{Э2}$ ;

$I_{Э2}$  – ток эмиттера транзистора  $VT2$ , который выбирается в пределах 10-20 мА.

$$U_{R1} = (U_{BX} - U_{БЭVT1} - U_{ВЫХ}) = 15 - 0,7 - 9 = 5,3 \text{ В},$$

где  $U_{БЭVT1} = 0,7 \text{ В}$ .

$$I_H = \frac{U_H}{R_H} = \frac{9}{150} = 0,06 \text{ А}.$$

$$R_1 = \frac{5,3}{0,01 + \frac{0,06}{40}} \approx 460,87 \text{ Ом}.$$

2. Определяется величина сопротивления резистора  $R_2$ :

$$R_2 = \frac{2(U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{СТ}})}{I_{\text{СТ.мах}}} = \frac{2(9-3,9)}{0,07} = 145,71 \text{ Ом.}$$

3. Определяются величины сопротивлений резисторов  $R_3$  и  $R_4$  :

$$R_3 = \frac{U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{СТ}} - U_{\text{БЭВТ2}}}{0,01} = \frac{9 - 3,9 - 0,7}{0,01} = 440 \text{ Ом,}$$

$$R_4 = \frac{U_{\text{СТ}} + U_{\text{БЭВТ2}}}{0,01} = \frac{3,9 + 0,07}{0,01} = 460 \text{ Ом.},$$

где  $U_{\text{БЭВТ2}}=0,7 \text{ В.}$

## 5 УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

### 5.1 Общие сведения

Усилителем называется устройство, предназначенное для усиления слабых электрических сигналов по напряжению, току или мощности. В усилителе входной сигнал напряжения или тока используется для управления током (а, следовательно, мощностью), поступающим от источника питания в нагрузку. Обобщенная схема усилителя приведена на рис. 5.1 [7]. В современных усилителях, широко применяемых в промышленной электронике, используются транзисторы (биполярные и полевые) и интегральные микросхемы.

Источниками сигналов могут быть различные преобразователи неэлектрических величин в электрические: микрофоны, пьезоэлементы, считывающие магнитные головки, термоэлектрические датчики и др. Частота и форма напряжения или тока этих источников может быть любой, например, импульсной, гармонической и др.

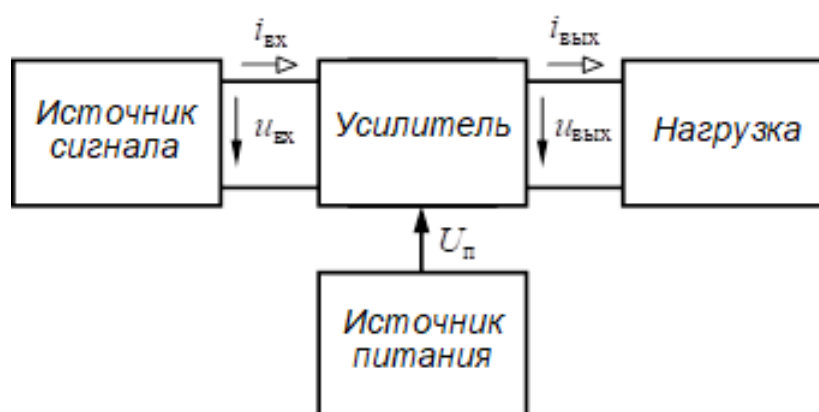


Рис. 5.1. Обобщенная схема усилителя

Нагрузкой усилителя могут быть различные устройства, преобразующие электрическую энергию в неэлектрическую, например, громкоговорители, индикаторные устройства, осветительные и нагревательные приборы и др. Характер нагрузки может существенным образом влиять на работу усилителя.

Простейшим электронным усилителем является усилительный каскад (рис. 5.2), содержащий нелинейный усилительный элемент УЭ (транзистор), нагрузочный резистор  $R_n$  и источник электрической энергии  $E_n$  с напряжением питания  $U_n$  [11]. Усилительный каскад имеет входную цепь, к которой подводится входное напряжение  $u_{вх}$  (усиливаемый сигнал), и выходную цепь для получения выходного напряжения  $u_{вых}$  (усиленный сигнал). Усиленный сигнал имеет значительно большую мощность по сравнению с входным сигналом.

Увеличение мощности сигнала происходит за счет энергии источника  $E_{\text{п}}$ . Процесс усиления осуществляется посредством изменения сопротивления и тока через УЭ, а следовательно, и тока  $i_{\text{вых}}$  в выходной цепи, под воздействием входного напряжения  $u_{\text{вх}}$ . Выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  снимается с резистора  $R_{\text{н}}$ . Достаточно часто, когда необходимо иметь общий вывод для источника входного сигнала нагрузочного устройства, выходное напряжение  $u'_{\text{вых}}$  снимается с УЭ. Величина выходного напряжения  $u_{\text{вых}}$  и выходная мощность  $p_{\text{вых}}$  зависят от величины напряжения питания  $U_{\text{п}}$  источника и сопротивления нагрузки  $R_{\text{н}}$ . Усилительные свойства усилителя зависят от степени влияния входного сигнала  $u_{\text{вх}}$  на ток управляемого элемента УЭ. Чем больше это влияние, тем больше будет падение напряжения от тока  $i_{\text{вых}}$  на резисторе  $R_{\text{н}}$ , а значит, и выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$ .

Важно отметить, что, так как усиление происходит за счет энергии источника напряжения питания, то выходное напряжение усилителя не может быть больше напряжения  $U_{\text{п}}$  источника питания для усилителей с двухполярным питанием и половины  $U_{\text{п}}$  для усилителей с однополярным питанием.

Рис. 5.2. Структурная схема усилительного каскада

В зависимости от того, какой параметр входного сигнала (напряжение, ток или мощность) требуется увеличить с помощью усилителя, различают усилители напряжения, тока и мощности.



многокаскадные усилители напряжения, позволяющие получить усиление напряжения в десятки тысяч и даже миллионы раз.

Усилители тока применяют в тех случаях, когда в нагрузочном устройстве, обладающем, как правило, малым сопротивлением, требуется получить значительный ток.

Усилителями мощности обычно являются выходные каскады многокаскадных усилителей. Они работают в режимах, обеспечивающих получение максимально возможной мощности нагрузочного устройства.

В зависимости от диапазона частот усиливаемых сигналов усилители подразделяют на несколько видов. Для усиления медленно изменяющихся сигналов используются усилители постоянных сигналов или усилители постоянного тока (УПТ), для усиления сигналов в диапазоне частот от десятков герц до десятков килогерц – усилители низкой частоты (УНЧ), для усиления сигналов в диапазоне частот от сотен килогерц до сотен мегагерц – усилители высокой частоты (УВЧ). Для усиления импульсных сигналов, имеющих спектр частот от десятков герц до сотен мегагерц, применяются широкополосные усилители (ШПУ). При необходимости усиления сигналов в узком диапазоне частот применяются узкополосные или избирательные усилители [11].

Способы соединения (связи) каскадов зависят от вида многокаскадного усилителя. Так, в УПТ связь между каскадами осуществляется непосредственно или с помощью резисторов. Такие усилители называются усилителями с непосредственной или резистивной связью.

В усилителях переменного напряжения (УНЧ, УВЧ и ШПУ) для связи между каскадами чаще всего используются конденсаторы и резисторы. Такие усилители называются усилителями с емкостной или резистивно-емкостной связью ( $RC$ -усилители). Конденсаторы в усилителях переменного напряжения служат для отделения переменной составляющей напряжения от его постоянной составляющей, действующей в каскаде усиления.

По способу включения УЭ различают три основных типа усилительных каскадов как на биполярных (с общим эмиттером, общим коллектором и общей базой), так и на полевых (с общим истоком, общим стоком и общим затвором) транзисторах.

## **5.2 Основные параметры и характеристики усилителей**

Основными электрическими параметрами резисторов, подлежащих контролю в технической диагностике, являются:

- коэффициент усиления  $K$ ;
- динамический диапазон  $D$ ;
- рабочий диапазон частот  $\Delta f$ ;
- выходная мощность  $P_{\text{вых}}$ ;

- входное  $Z_{\text{вх}}$  и выходное  $Z_{\text{вых}}$  сопротивления;
- коэффициент полезного действия  $\eta$ ;
- коэффициент нелинейных искажений  $K_{\text{ни}}$ .

Коэффициентом усиления (передачи) называется отношение выходного сигнала усилителя к входному. В зависимости от характера входной и выходной величин коэффициент усиления подразделяется на коэффициент усиления по напряжению  $K_U$ , по току  $K_I$  и по мощности  $K_P$ :

$$K_U = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}; \quad K_I = I_{\text{вых}} / I_{\text{вх}}; \quad K_P = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}} = K_U K_I.$$

Для многокаскадных усилителей общий коэффициент усиления усилителя равен произведению коэффициентов усиления всех каскадов:

$$K_{\text{общ}} = K_1 K_2 \dots K_n,$$

где  $K_n$  – коэффициент усиления  $n$ -го каскада.

В ряде случаев коэффициенты усиления выражаются в логарифмических единицах – децибелах (дБ) [6]:

$$K_U = 20 \lg(U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}); \quad K_I = 20 \lg(I_{\text{вых}} / I_{\text{вх}}); \quad K_P = 10 \lg(P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}).$$

Логарифмические единицы удобны тем, что если известны коэффициенты усиления отдельных каскадов или узлов усилителя, общий коэффициент усиления которого равен произведению этих коэффициентов, то его находят как алгебраическую сумму логарифмических коэффициентов усиления отдельных каскадов.

Динамическим диапазоном называется отношение наибольшего допустимого значения входного напряжения к его наименьшему допустимому значению [18]:

$$D = U_{\text{вх max}} / U_{\text{вх min}}; \quad D \text{ (дБ)} = 20 \lg(U_{\text{вх max}} / U_{\text{вх min}}). \quad (5.1)$$

Введение коэффициента  $D$ , характеризующего динамический диапазон, необходимо потому, что максимально допустимое входное напряжение усилителя ограничено искажениями сигнала, вызванными выходом рабочих точек усилительных каскадов за пределы линейного участка характеристики.

Минимально допустимое напряжение обычно ограничено уровнем собственных шумов усилителя, на фоне которых полезный сигнал не удастся выделить.

Рабочий диапазон частот (полоса пропускания) – это полоса частот от нижней рабочей частоты  $f_n$  до верхней рабочей частоты  $f_v$ , в пределах которой коэффициент усиления не выходит за пределы заданных допусков.

Если к усилителю не предъявляются какие-либо специальные требования, то полоса пропускания представляет диапазон частот, в котором коэффициент усиления снижается на 3дБ (в 1,41 раза) относительно своего значения на сред-

них частотах, т.е. где коэффициент усиления усилителя принимает значения более  $0,707K_{U\max}$ .

Выходная мощность характеризуется номинальной мощностью. Под ней понимают мощность на выходе при работе на расчетную нагрузку и заданном коэффициенте нелинейных искажений.

В общем случае входное и выходное сопротивления усилителя – величины комплексные из-за наличия реактивных элементов во входной и выходной цепях.

Проанализируем влияния значений входного и выходного сопротивлений на качество работы усилителя. На рис. 5.3 изображена эквивалентная схема усилителя, к входной цепи которого подключен источник сигнала, а к выходной – нагрузка [5].

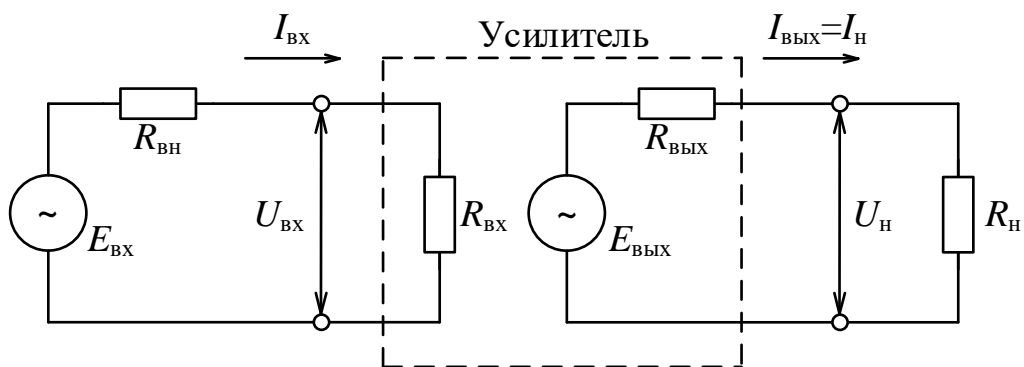


Рис.5.3. Эквивалентная схема усилителя

Источник сигнала вырабатывает э.д.с.  $E_{\text{ВХ}}$  и имеет внутреннее сопротивление  $R_{\text{ВН}}$ . Ток, протекающий во входной цепи усилителя равен

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{E_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВН}}},$$

где  $R_{\text{ВХ}}$  - входное сопротивление усилителя.

Тогда сигнал на входе усилителя

$$U_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ}} = \frac{E_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВН}}}.$$

Из полученного выражения следует, что чем больше  $R_{\text{ВХ}}$  усилителя, тем ближе э.д.с. источника сигнала к напряжению, фактически приложенному к входу усилителя. Таким образом,  $R_{\text{ВХ}}$  усилителя должно быть как можно большим.

На своем выходе усилитель создает сигнал  $E_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} K_U$ , поступающий в нагрузку. Тогда ток в нагрузке равен

$$I_{\text{H}} = \frac{E_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{H}}},$$

где  $R_{\text{ВЫХ}}$  – выходное сопротивление усилителя.

Тогда падение напряжения на нагрузке, которое, в сущности, является сигналом на выходе усилителя равно

$$U_{\text{H}} = I_{\text{H}} R_{\text{H}} = \frac{E_{\text{ВЫХ}} R_{\text{H}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{H}}}.$$

Получается, что чем меньше выходное сопротивление усилителя, тем больше его КПД и мощность, отдаваемая нагрузке.

КПД представляет собой отношение выходной мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку, к общей мощности, потребляемой от источника питания:  $\eta = P_{\text{ВЫХ}}/P_0$ . Он характеризует энергетические показатели усилителя.

Коэффициент нелинейных искажений оценивает искажения, обусловленные нелинейностью входной характеристики усилителя, и определяется по формуле:

$$K_{\text{ни}} = \sqrt{\frac{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \dots + U_{nm}^2}{U_{1m}^2 + U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \dots + U_{nm}^2}},$$

где  $U_{nm}$  – амплитуда напряжения  $n$ -ой гармонической составляющей выходного сигнала.

Довольно часто нелинейные искажения оцениваются коэффициентом гармоник, который определяется по формуле:

$$K_{\text{Г}} = \sqrt{\frac{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \dots + U_{nm}^2}{U_{1m}^2}}.$$

На рис. 5.4 показано, как искажается форма входного тока транзистора (тока  $I_{\text{Б}}$  для схемы с ОЭ) по сравнению с синусоидальной формой входного напряжения  $U_{\text{ВХ}}(U_{\text{БЭ}})$  за счет нелинейности входной характеристики транзистора [5]. Максимальное значение тока за положительный полупериод  $I'_{\text{max}}$  больше, чем в отрицательный полупериод  $I''_{\text{max}}$ .

Для оценки диапазона изменения входных напряжений, усиливаемых без искажений, используется амплитудная характеристика.

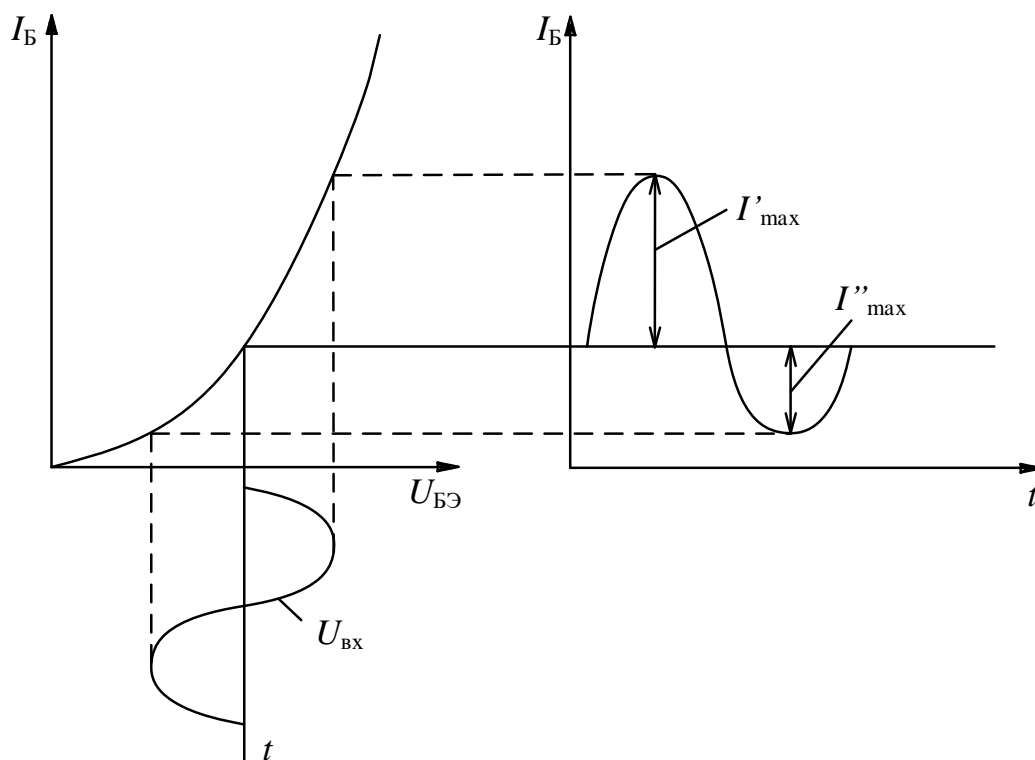


Рис. 5.4. Возникновение нелинейных искажений

Амплитудная характеристика усилителя – это зависимость амплитудного значения выходного напряжения первой гармоники  $U_{1m \text{ Вых}}$  от амплитуды синусоидального входного напряжения  $U_{m \text{ ВХ}}$  при неизменной его частоте ( $f = \text{const}$ ) [14]. Характерный вид амплитудной характеристики приведен на рис. 5.5.

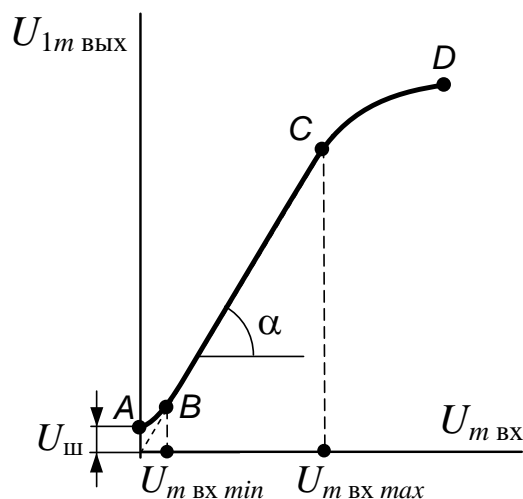


Рис. 5.5. Амплитудная характеристика усилителя

По амплитудной характеристике определяется рабочий диапазон амплитуд входного напряжения. Это производится следующим образом. На амплитудной характеристике выделяется рабочий участок  $BC$  – прямолинейный участок, ограниченный точками  $B$  и  $C$ . Находятся проекции точек  $B$  и  $C$  на ось абс-

цисс, в результате чего определяются значения минимальной  $U_{m\text{вх min}}$  и максимальной  $U_{m\text{вх max}}$  амплитуд входного напряжения. Между значениями напряжений  $U_{m\text{вх min}}$  и  $U_{m\text{вх max}}$  и находится рабочий диапазон амплитуд входного напряжения. По полученным значениям можно определить динамический диапазон  $D$  усилителя по формуле (5.1).

Участок  $AB$  характеристики является нерабочим, так как при подаче на вход усилителя напряжения меньшего напряжения  $U_{m\text{вх min}}$ , выходное напряжение  $U_{m\text{вых}}$  будет соизмеримо с напряжением шумов  $U_{\text{ш}}$ .

Участок  $CD$  характеристики является также нерабочим, так как при подаче на вход усилителя напряжения большего напряжения  $U_{m\text{вх max}}$ , в выходном напряжении появляются нелинейные искажения, обусловленные ограничением амплитуды выходного напряжения уровнем напряжения источника питания.

По амплитудной характеристике можно также определить коэффициент усиления  $K_U$  усилителя по формуле:

$$K_U = K_m \operatorname{tg} \alpha,$$

где  $K_m = \frac{m_{U_{\text{вых}}}}{m_{U_{\text{вх}}}}$  – коэффициент масштаба, равный отношению масштабов по

осям соответственно выходного  $m_{U_{\text{вых}}}$  и входного  $m_{U_{\text{вх}}}$  напряжений.

Для оценки свойств усилителя напряжения на различных частотах пользуются амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ).

Амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) называется зависимость коэффициента усиления по напряжению  $K_U$  от частоты  $f$  входного сигнала при неизменной его амплитуде ( $U_{m\text{вх}} = \text{const}$ ). По частотной характеристике определяется полоса пропускания усилителя.

На рис. 5.6 приведены АЧХ усилителя с емкостной связью (кривая 1) и УПТ (кривая 2).

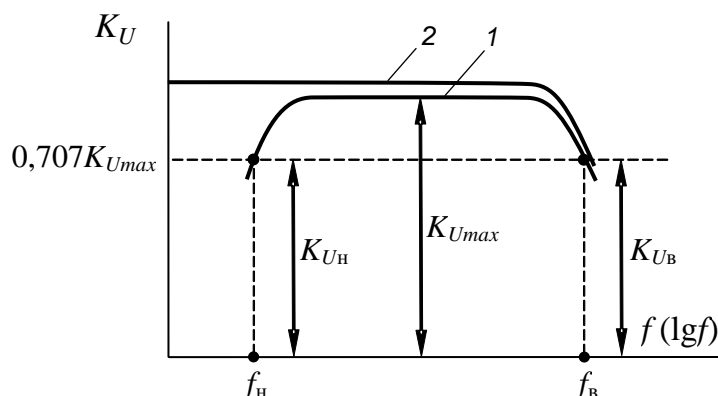


Рис. 5.6. Амплитудно-частотная характеристика усилителей:

1 – с емкостной связью; 2 – постоянного тока

В АЧХ усилителя с емкостной связью наблюдается снижение (завал) коэффициента усиления  $K_U$  в области нижних и верхних частот. Завал частотной характеристики в области нижних частот объясняется возрастанием емкостного сопротивления конденсаторов связи (разделительных конденсаторов) между каскадами. Завал частотной характеристики в области верхних частот объясняется частотными свойствами усилительных элементов (транзисторов) и паразитной емкостью монтажа.

Снижение  $K_U$  в области нижних и верхних частот называется частотными искажениями. Частотные искажения оцениваются коэффициентом частотных искажений, которые равны:

$$M_H = \frac{K_{U_{max}}}{K_{U_H}}; \quad M_B = \frac{K_{U_{max}}}{K_{U_B}},$$

где  $K_{U_{max}}$  – максимальное значение коэффициента усиления;  $K_{U_H}$ ,  $K_{U_B}$  – коэффициенты усиления соответственно на нижней и верхней граничных частотах.

Обычно для усилителей напряжения с емкостной связью допустимые значения коэффициентов частотных искажений принимаются равными  $M_H = M_B = \sqrt{2}$ . Частоты, соответствующие допустимым значениям коэффициента частотных искажений, называются нижней  $f_H$  и верхней  $f_B$  граничными частотами, а диапазон частот между ними – полосой пропускания.

Таким образом, полоса пропускания представляет собой диапазон частот, в котором коэффициент усиления усилителя больше  $0,707K_{U_{max}}$  (рис. 5.6).

АЧХ усилителя постоянного тока УПТ (кривая 2, рис. 5.6) проходит несколько выше и не имеет завала в области нижних частот, так как УПТ не содержит конденсаторов связи и выполняется с непосредственной связью между каскадами.

В связи с тем, что полоса пропускания усилителей обычно достаточно велика, то по оси абсцисс откладывают значения частот в логарифмическом масштабе.

### 5.3 Обратные связи в усилителях

Обратной связью (ОС) в усилителях называется передача части выходного сигнала на вход. Электрические цепи, осуществляющие эту передачу, носят название цепей обратной связи.

На рис. 5.7 изображена структурная схема усилителя с ОС по напряжению. ОС в усилителях создают специально для изменения их свойств. Однако ОС иногда возникают самопроизвольно. Самопроизвольные ОС называют паразитными.

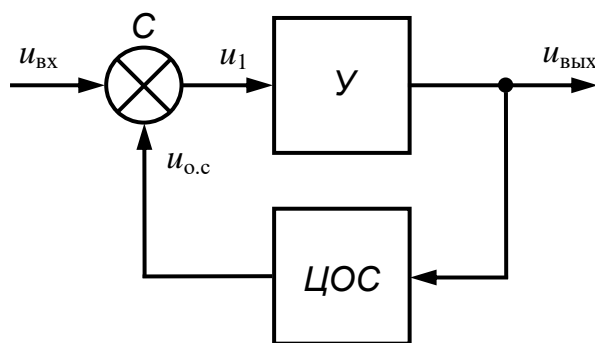


Рис. 5.7. Структурная схема усилителя с обратной связью по напряжению:

$Y$  – усилитель; ЦОС – цепь обратной связи;  $C$  – сумматор

Цепь обратной связи ЦОС характеризуется коэффициентом обратной связи  $\beta$ , определяемым по формуле:

$$\beta = u_{OC} / u_{ВЫХ}, \quad (5.2)$$

где  $u_{OC}$  – напряжение ОС;

$u_{ВЫХ}$  – выходное напряжение усилителя.

Если напряжение  $u_{OC}$  складывается с входным напряжением  $u_{ВХ}$ , то такая ОС называется положительной (ПОС). При этом на вход усилителя подается увеличенное напряжение  $u_1$ .

Если напряжение  $u_{OC}$  вычитается из входного напряжения  $u_{ВХ}$ , то такая ОС называется отрицательной (ООС). При этом на вход усилителя подается уменьшенное напряжение  $u_1$ .

Все ОС делятся на ОС по напряжению и ОС по току. В ОС по напряжению напряжение ОС пропорционально выходному напряжению усилителя. В ОС по току напряжение ОС пропорционально выходному току усилителя.

Кроме того, все ОС по виду входных цепей усилителей подразделяются на последовательные, при которых цепи ОС включаются последовательно с входными цепями усилителя, и параллельные, когда цепь ОС включается параллельно входным цепям усилителя.

Рассмотрим влияние ООС по напряжению на коэффициент усиления усилителя. При отрицательной последовательной ОС по напряжению для входной цепи усилителя можно записать выражение:

$$u_1 = u_{ВХ} - u_{OC} \text{ или } u_{ВХ} = u_1 + u_{OC}.$$

Учитывая то, что  $u_{OC} = \beta u_{ВЫХ}$  (5.2), получаем:

$$u_{ВХ} = u_1 + \beta u_{ВЫХ}. \quad (5.3)$$

При этом коэффициент усиления усилителя без ОС равен:

$$K = U_{ВЫХ} / U_1.$$

Тогда выражение для коэффициента усиления усилителя с ООС будет иметь вид:



$$K_{\text{ООС}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_1 + \beta U_{\text{ВЫХ}}}. \quad (5.4)$$

Разделив в последнем выражении (5.4) числитель и знаменатель на  $U_1$ , окончательно получим [11]:

$$K_{\text{ООС}} = \frac{K}{1 + \beta K}. \quad (5.5)$$

Из формулы (5.5) следует, что введение ООС уменьшает коэффициент усиления усилителя в  $(1 + \beta K)$  раз.

Аналогично можно показать, что коэффициент усиления усилителя с ПОС равен [11]:

$$K_{\text{ООС}} = \frac{K}{1 - \beta K}. \quad (5.6)$$

Как следует из выражения (5.6), введение ПОС повышает коэффициент усиления усилителя. Однако ПОС в усилителях практически не применяется, так как снижает стабильность коэффициента усиления, а обычно используется в электронных генераторах.

Несмотря на снижение коэффициента усиления, ООС в усилителях применяют очень часто. В результате введения ООС существенно улучшаются свойства усилителя:

- а) повышается стабильность коэффициента усиления усилителя при изменении параметров транзисторов;
- б) снижется уровень нелинейных искажений;
- в) увеличивается входное и уменьшается выходное сопротивления усилителя;
- г) расширяется полоса пропускания.

Для оценки стабильности коэффициента усиления с ООС необходимо определить его относительное изменение

$$\delta K_{\text{ООС}} = \Delta K_{\text{ООС}} / K_{\text{ООС}}.$$

Определим приращение  $\Delta K_{\text{ООС}}$  для усилителя с ООС [19]:

$$\begin{aligned} \Delta K_{\text{ООС}} &= \frac{dK_{\text{ООС}}}{dK} \Delta K = \\ &= \frac{d[K/(1 + \beta K)]}{dK} \Delta K = \frac{1 + \beta K - \beta K}{(1 + \beta K)^2} \Delta K = \frac{\Delta K}{(1 + \beta K)^2}. \end{aligned}$$

Относительное изменение коэффициента усиления усилителя с ООС:

$$\Delta K_{\text{ООС}} = \frac{\Delta K_{\text{ООС}}}{K_{\text{ООС}}} = \frac{\Delta K / K}{1 + \beta K}. \quad (5.7)$$

Из формулы (5.7) видно, что всякое изменение коэффициента усиления усилителя ослабляется действием ООС в  $(1 + \beta K)$  раз.

ООС ослабляет влияние всех изменений коэффициента усиления  $K$ , в том числе связанных с неравномерностью частотной характеристики. Поэтому в таком усилителе с ООС расширяется полоса пропускания, уменьшаются частотные искажения.

ООС уменьшает возникающие в усилителе нелинейные искажения. В усилителе без ООС при большом входном напряжении за счет нелинейных искажений в выходном напряжении помимо основной гармоники появляются и высшие, наличие которых искажает форму выходного напряжения. При введении ООС высшие гармоники через звено ОС подаются на вход усилителя и усиленными появляются на его выходе в противофазе с высшими гармониками, появившимися вследствие нелинейных искажений усилителя. В результате содержание гармоник при том же значении выходного напряжения уменьшается, а, следовательно, искажения выходного напряжения в усилителе с ООС будут меньше.

Введение последовательной ООС по напряжению увеличивает входное сопротивление усилителя. Принимая во внимание, что

$$u_1 = R_{\text{вх}} i_{\text{вх}}, \quad u_{\text{вх}} = R_{\text{вх.ОС}} i_{\text{вх}}, \quad u_{\text{вых}} = K u_1,$$

уравнение (5.3) можно записать в виде:

$$R_{\text{вх.ОС}} i_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} (1 + \beta K) i_{\text{вх}} \quad \text{или} \quad R_{\text{вх.ОС}} = R_{\text{вх}} (1 + \beta K),$$

где  $R_{\text{вх.ОС}}$  – входное сопротивление усилителя с ОС;

$R_{\text{вх}}$  – входное сопротивление усилителя без ОС;

$i_{\text{вх}}$  – входной ток усилителя.

Таким образом, входное сопротивление усилителя за счет введения ООС увеличивается в  $(1 + \beta K)$  раз.

Введение последовательной ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя.

Для выходного напряжения усилителя с ООС можно записать выражение:

$$u_{\text{вых.ОС}} = u_{\text{вых}} - u_{\text{вых.ОС}} \beta K \quad \text{или} \quad u_{\text{вых.ОС}} (1 + \beta K) = u_{\text{вых}},$$

где  $u_{\text{вых.ОС}}$  – выходное напряжение усилителя с ОС;

$u_{\text{вых}}$  – выходное напряжение усилителя без ОС.

Принимая во внимание, что  $u_{\text{вых.ОС}} = R_{\text{вых.ОС}} i_{\text{вых}}$  и  $u_{\text{вых}} = R_{\text{вых}} i_{\text{вых}}$ , имеем выражение:

$$R_{\text{вых.ОС}} i_{\text{вых}} (1 + \beta K) = R_{\text{вых}} i_{\text{вых}},$$

где  $i_{\text{вых}}$  – выходной ток усилителя.

Окончательно получаем:

$$R_{\text{вых.ОС}} = R_{\text{вых}} / (1 + \beta K).$$

Таким образом, выходное сопротивление усилителя за счет введения ООС уменьшается в  $(1 + \beta K)$  раз.

На рис. 5.8 приведена схема усилителя с последовательной ООС по напряжению. При этом  $u_{OC} = u_{ВЫХ} R2 / (R1 + R2)$ .

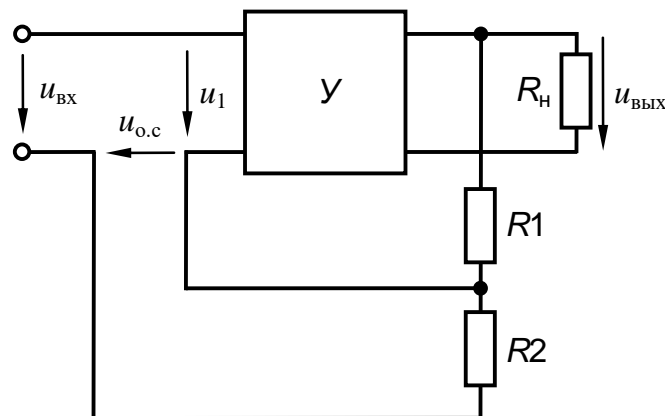


Рис. 5.8. Схема усилителя с последовательной ООС по напряжению

На рис. 5.9 приведена схема усилителя с последовательной ООС по току [11].

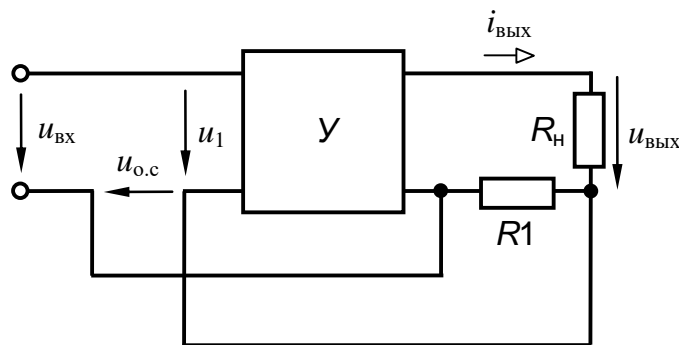


Рис. 5.9. Схема усилителя с последовательной ООС по току

Так как  $u_{OC} = R1 i_{ВЫХ}$ , то такая ОС возникает только при наличии выходного тока, то есть при работе усилителя на нагрузочное устройство.

## 5.4 Широкополосные усилители

Широкополосные усилители имеют широкую полосу пропускания и представляют собой усилители переменного напряжения или  $RC$ -усилители. Основу усилителей составляют усилительные каскады.

Усилительные каскады чаще всего выполняются на биполярных и полевых транзисторах. Независимо от типов активных электронных приборов, применяемых в усилительных каскадах, принцип усиления остается единым. При этом в цепи, в состав которой входит усилительный элемент, устанавливаются определенные значения постоянных токов. Этот режим работы называется ста-

тическим (режим по постоянному току, режим покоя). Он характеризуется постоянным падением напряжения на компонентах усилительного каскада. При подаче сигнала переменного тока на вход усилительного элемента токи в цепях начинают изменяться в соответствии с поданным сигналом. Эти переменные токи создают переменные падения напряжения на компонентах усилительного каскада. Полученные значения выходного сигнала обычно значительно больше входного сигнала. Когда рассматривают приращения токов и напряжений, вызванных входным сигналом, то говорят, что это режим работы по переменному току или режим малого сигнала.

#### 5.4.1 Сквозная динамическая характеристика

Сквозная динамическая характеристика (СДХ) используется большей частью для характеристики одиночного каскада усиления, выполненного на транзисторе и при конкретном значении сопротивления нагрузки в его выходной цепи. Типовая СДХ представлена на рис.5.10 и представляет собой зависимость выходного тока от входного напряжения. Для схемы общий эмиттер  $I_{\text{вых}} = I_{\text{к}}$  и  $U_{\text{вх}} = U_{\text{бэ}}$ .

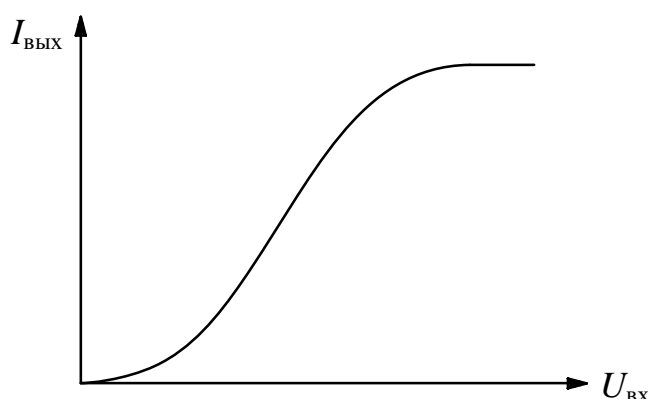


Рис. 5.10. Сквозная динамическая характеристика усилителя.

#### 5.4.2 Режимы работы усилительного элемента в схеме

В процессе работы транзистора в усилителе переменного тока через него протекает два тока: постоянный ток (ток смещения) и переменный ток (ток усиливаемого сигнала). Протекание постоянного тока через эмиттерный переход транзистора обуславливает падение на этом переходе некоторого напряжения смещения. Напряжение смещения определяет положение точки покоя  $O$  на сквозной динамической характеристике. Точка  $O$  получила данное название из-за того, что режим работы транзистора по постоянному току не предусматривает подачу на него переменного напряжения сигнала. Транзистор при этом находится в статическом режиме, не усиливает сигнал, находится в состоянии по-

коя. При подаче на транзистор переменного напряжения оно складывается с постоянным напряжением смещения (с учетом полярностей обоих напряжений), и формируется результирующее напряжение, которое и определяет текущее состояние транзистора.

В зависимости от напряжения источника смещения и полярности его подключения во входную цепь транзистора различают следующие режимы работы усилительного элемента, для которых на СДХ точка покоя  $O$  занимает свое характерное положение. Другое название точки  $O$  – точка исходного режима (работы транзистора).

#### 5.4.2.1 Режим отсечки

В режиме отсечки транзистор закрыт. Точка покоя располагается в начале координат или на обратной ветви СДХ, рис.5.11. Режим отсечки имеет место быть либо при отсутствии напряжения смещения, либо при обратном напряжении смещения. Очевидно, что в данном режиме усиливается только один полупериод входного переменного напряжения. Сопротивление транзистора максимально. Для идеального транзистора  $R_{кэ} \rightarrow \infty$ .  $I_{к0} = 0$ .

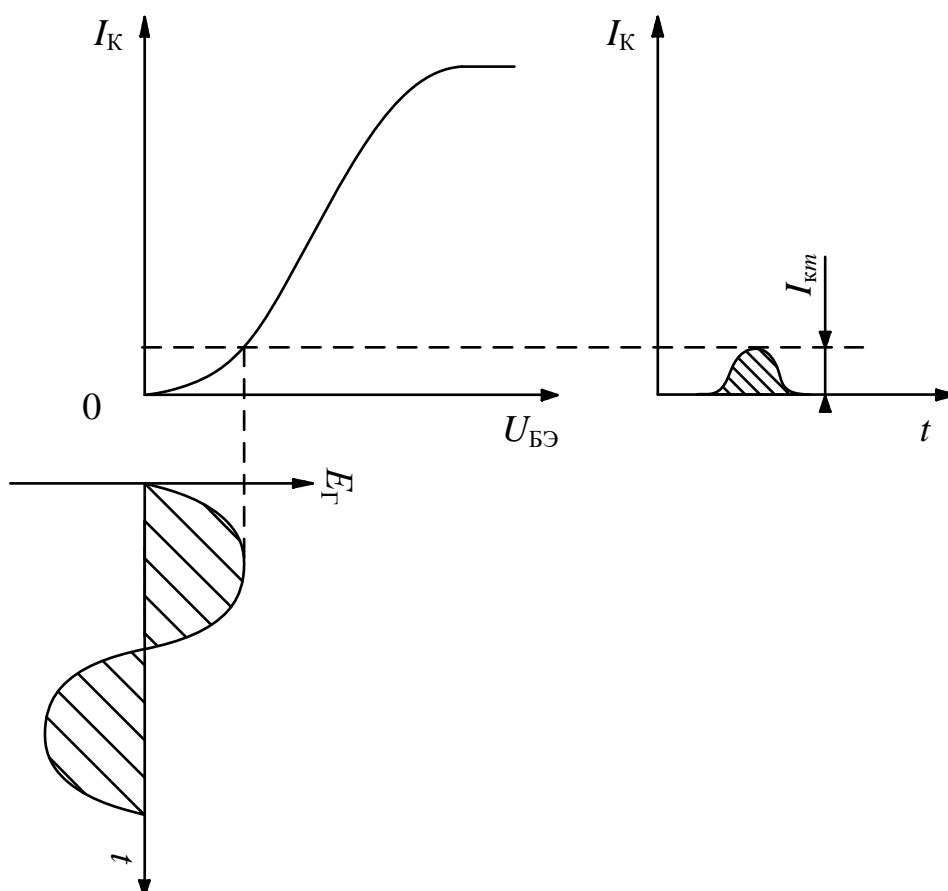


Рис. 5.11. Режим отсечки работы транзистора

Режим применяется для нелинейного усиления однополярного напряжения, являющегося прямым для эмиттерного перехода транзистора.

Режим применяется для нелинейного усиления однополярного напряжения, являющегося прямым для эмиттерного перехода транзистора.

#### 5.4.2.2 Режим насыщения

Насыщенный транзистор полностью открыт. Точка покоя располагается на верхнем изгибе СДХ, рис.5.12. Напряжение смещения  $U_{БЭ0}$  прямое и достаточно большое.  $R_{КЭ} \rightarrow 0$ . Первый полупериод сигнала усиливается меньше, чем второй.  $I_{Кmax1} < I_{Кmax2}$ . Ток покоя транзистора  $I_{К0} \neq 0$ . Величина  $I_{К0}$  определяется в основном напряжением источника питания коллекторной цепи и сопротивлением нагрузки транзистора.

Режим применяется для:

1. усиления сигналов в виде однополярного напряжения, являющегося обратным для эмиттерного перехода;
2. одностороннего ограничения двухполярного сигнала.

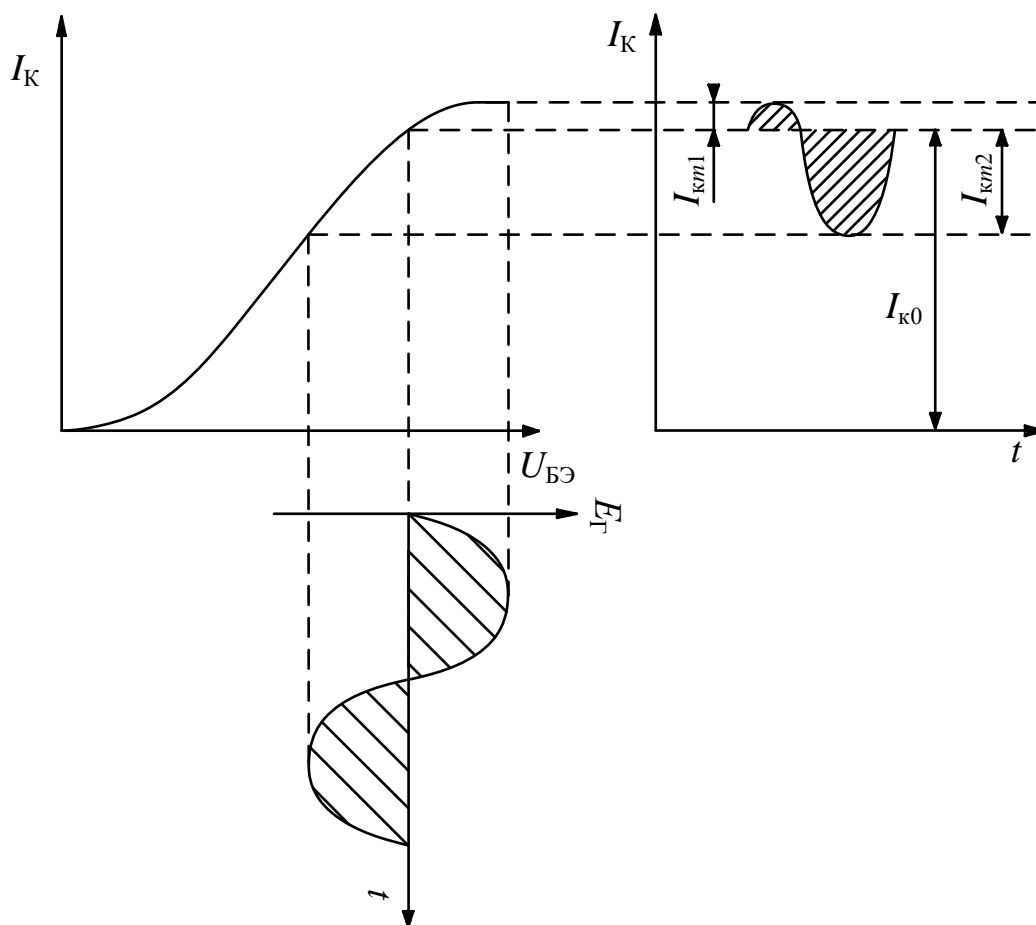


Рис. 5.12. Работа транзистора в режиме насыщения

#### 5.4.2.3 Линейный режим (режим $A$ )

Режимом класса  $A$  называют такой режим работы усилительного элемента, при котором ток в выходной цепи существует в течение всего периода сигнала. Точка покоя располагается на середине линейного участка СДХ, рис.5.13. Напряжение смещения прямое и оптимальное для усиления гармонического сигнала. Обе половинны входного гармонического сигнала усиливаются одинаково:  $I_{Kmax1}=I_{Kmax2}$ . Сопротивление транзистора  $R_{КЭ}$  равно своему среднему значению.

Режим применяется для линейного усиления сигналов, чаще всего гармонических. Оптимальное напряжение смещения  $U_{БЭ0}$  может быть определено либо графически по СДХ, либо подобрано экспериментально.

Из рис. 5.13 видно, что в режиме  $A$  амплитуда переменной составляющей выходного тока  $I_{ВЫХ max}$  не может быть больше тока покоя  $I_{K0}$ , среднее значение выходного тока  $I_{cp}$  в режиме  $A$  почти не зависит от амплитуды входного сигнала и мало отличается от тока покоя  $I_{K0}$ .

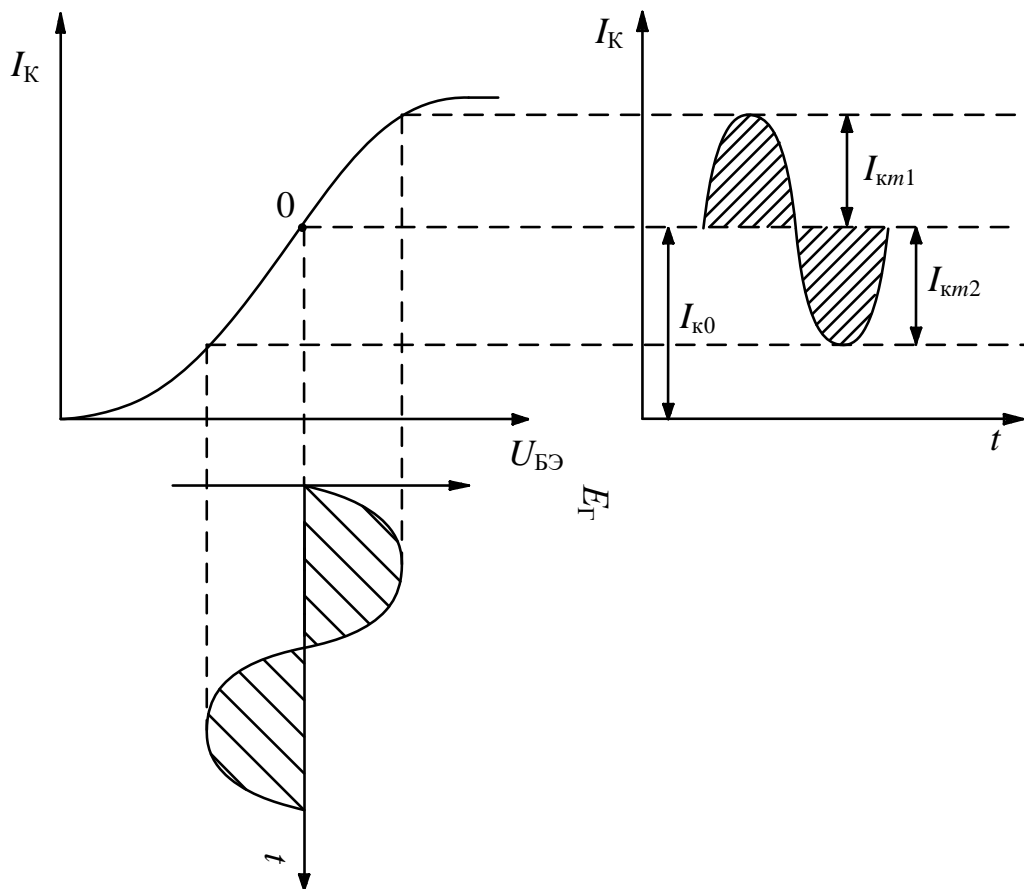


Рис. 5.13. Линейный режим работы транзистора

Основным достоинством режима *A* является малый коэффициент гармоник вследствие работы усилительного элемента на почти линейном участке его характеристик, в результате чего форма выходного тока почти не отличается от формы входного сигнала. Коэффициент полезного действия режима *A*, равный отношению отдаваемой усилительным элементом мощности сигнала  $P_{\approx}$  к мощности  $P_0$ , потребляемой им от источника питания выходной цепи, оказывается малым из-за большого тока покоя как при сигнале, так и без него; низкий КПД является основным недостатком этого режима.

Режим *A* применяют в основном в каскадах предварительного усиления, а также в каскадах мощного усиления небольшой мощности; в каскадах мощного усиления с выходной мощностью выше нескольких ватт режим *A* не применяют из-за низкого КПД. Режим *A* можно использовать как в одноктактных, так и в двухтактных каскадах.

Следует отметить, что используются также другие названия режимов работы транзистора.

#### 5.4.2.4 Режим *B*

Режим *B* более близок к режиму отсечки, рис. 5.14. В выходной цепи протекает некоторый ток вне зависимости от наличия сигнала на входе ( $I_{K0}=0,03-0,15 I_{Kmax}$ ).

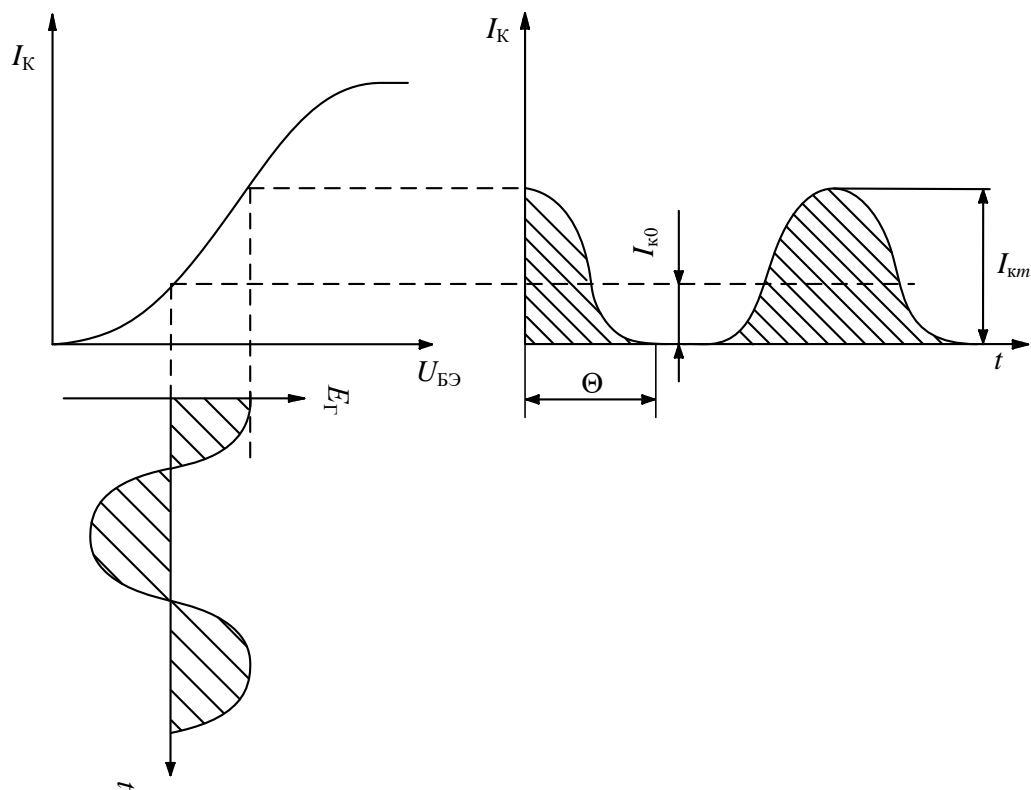


Рис. 5.14. Работа транзистора в режиме *B*



Для того чтобы охарактеризовать этот режим полнее, введем понятие об угле отсечки. Углом отсечки  $\Theta$  называют изменение фазового угла усиленного сигнала за время, в течение которого выходной ток изменяется от максимального до нулевого значения. Угол отсечки обозначают через  $\Theta$  (рис. 5.14); в идеальном режиме  $B$  угол отсечки равен  $\Theta = \frac{\pi}{2} = 90^\circ$ , а выходной ток протекает в течение половины периода. Однако в действительности из-за нижнего изгиба характеристики ток покоя в режиме  $B$  оказывается не равным нулю, а составляет от 5% до 15% максимального значения выходного тока  $I_{max}$  и угол отсечки  $\Theta$  немного превышает  $90^\circ$ . Из-за последнего обстоятельства этот режим иногда называют режимом  $AB$ , так как он является как бы промежуточным между режимом  $A$  и идеальным режимом  $B$ .

Основной ток в выходной цепи транзистора существует только примерно в течение полупериода входного сигнала.

Вследствие малого тока покоя и меньшего среднего значения тока, потребляемого от источника питания при равной величине первой гармоники выходного тока, КПД каскада, работающего в режиме  $B$ , значительно выше, чем при режиме  $A$ . В режиме  $B$  среднее значение выходного тока почти пропорционально амплитуде входного сигнала и падает до очень малого значения в его отсутствие.

Основным достоинством режима  $B$  является малое потребление энергии питания. Это обусловлено не только более высоким КПД по сравнению с режимом  $A$ , но также и тем, что потребляемый от источника питания ток сильно уменьшается при слабых сигналах. В результате при усилении сигналов речи и музыки каскад мощного усиления, работающий в режиме  $B$ , потребляет в несколько раз меньше энергии от источника питания, чем каскад с такой же выходной мощностью, работающий в режиме  $A$ .

Недостатком режима  $B$  является то, что усилительный элемент в нем почти полупериода «заперт», а следовательно, усиливает только один полупериод подводимого сигнала. Поэтому в усилителях гармонических сигналов произвольной формы использование режима  $B$  возможно лишь в двухтактных схемах, где одно плечо работает при положительном полупериоде, а другое - при отрицательном, в результате чего усиливаются обе полуволны сигнала.

Вследствие использования большого участка характеристик усилительного элемента, включая криволинейный, коэффициент гармоник двухтактного каскада в режиме  $B$  оказывается выше, чем в режиме  $A$ .

Из-за высокого КПД режим  $B$  широко применяется в каскадах мощного усиления, несмотря на необходимость применения двухтактной схемы; каскады

мощного усиления с выходной мощностью порядка десятка ватт и выше работают почти всегда в режиме *B*. В переносных устройствах, питаемых от химических источников тока, применение режима *B* экономически выгодно даже в каскадах с выходной мощностью в доли ватта.

#### 5.4.2.5 Режим *C*

Точка исходного режима занимает положение, соответствующее режиму отсечки, или располагается на обратной ветви СДХ. При этом ток в выходной цепи усилительного элемента течет меньше половины периода сигнала.

Усилительный элемент в отсутствие сигнала полностью заперт, а при подаче сигнала пропускает ток меньше половины периода (угол отсечки  $\Theta < 90^\circ$ ). В режиме *C* КПД еще выше, так как потребление питающей энергии меньше, чем в режиме *B* из-за отсутствия тока покоя и еще большего отношения амплитуды первой гармоники выходного тока к его среднему значению.

Однако использование двухтактной схемы здесь не дает возможности получить в выходной цепи сигнал той же формы, что и подаваемый во входную цепь; кроме того, при использовании режима *C* происходит ограничение сигнала по минимуму, в результате чего колебания с малыми амплитудами не проходят через усилитель. В усилителях гармонических сигналов произвольной формы режим *C* не применяют. Режим *C* широко применяют в мощных резонансных усилителях (например, в радиопередающих устройствах), где нагрузкой является параллельный резонансный контур, настроенный на частоту подаваемого на вход синусоидального колебания или на одну из его высших гармоник.

#### 5.4.2.6 Режим *D* (ключевой режим)

Режим, при котором усилительный элемент во время работы находится: только в двух состояниях: или заперт и текущий через него ток равен нулю, или отперт и падение напряжения между выходными электродами близко к нулю. При работе транзистора в ключевом режиме он периодически открывается и закрывается за счет подачи соответствующего управляющего напряжения. Напряжение смещения может быть выбрано таким, что точка покоя выводится примерно на середину линейного участка СДХ, а источник управляющего сигнала формирует прямоугольные импульсы разной полярности и достаточно большой амплитуды. Под действием этих прямоугольных импульсов транзистор периодически открывается и закрывается.

При этом потери энергии в усилительном элементе очень малы, а КПД оказывается близким к единице (еще выше, чем в режиме *C*).

## 5.5 Усилительный каскад с общим эмиттером

Наиболее распространенным на практике является усилительный каскад на биполярных транзисторах с общим эмиттером (ОЭ). В этом каскаде эмиттер является общим электродом для входной и выходной цепей. Схема усилительного каскада с ОЭ на биполярном транзисторе  $n$ - $p$ - $n$ -типа приведена на рис. 5.15 [11].

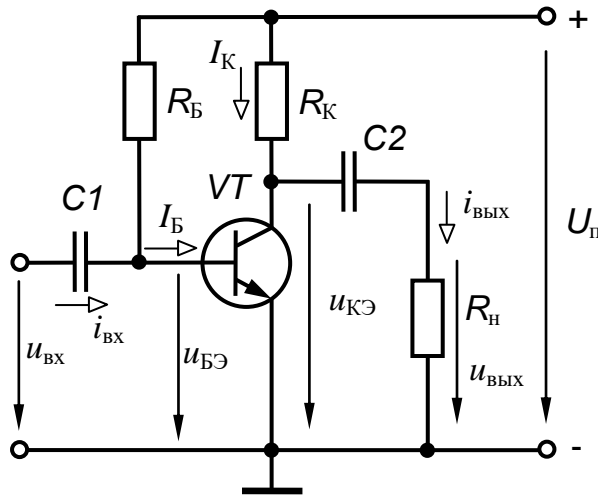


Рис. 5.15. Схема усилительного каскада с общим эмиттером

Резистор  $R_B$  включен в базовую цепь транзистора  $VT$  и обеспечивает протекание тока базы покоя  $I_{B0}$ , а резистор  $R_K$ , обеспечивающий пульсацию напряжения на коллекторе, включен в коллекторную цепь транзистора  $VT$ . Выходное напряжение  $u_{ВЫХ}$  снимается с коллектора транзистора  $VT$ . Конденсаторы  $C1$  и  $C2$  являются разделительными (конденсаторы связи). Они осуществляют развязку каскада по постоянному току от генератора входного сигнала  $u_{ВХ}$  и нагрузки  $R_H$ , так как не пропускают постоянную составляющую любого сигнала (отделяют переменные составляющие напряжений и токов от постоянных составляющих, действующих в каскаде). Емкости разделительных конденсаторов выбирают такими, чтобы в рабочем диапазоне частот (в области полосы пропускания  $\Delta\omega$ ) конденсаторы не оказывали заметного влияния на прохождение переменной составляющей сигнала. Для этого достаточно положить, что емкостные сопротивления разделительных конденсаторов  $X_{C1} = \frac{1}{\omega_{н гр} C_1}$  и

$X_{C2} = \frac{1}{\omega_{н гр} C_2}$  на самой низкой частоте полосы пропускания близки к нулю.

Для обеспечения статического режима работы транзистора используется источник коллекторного питания  $U_{\text{п}}$ , полярность которого зависит от типа транзистора:  $+U_{\text{п}}$  для  $VT$  типа  $n-p-n$  и  $-U_{\text{п}}$  для  $VT$  типа  $p-n-p$ .

Для коллекторной цепи усилительного каскада в соответствии со вторым законом Кирхгофа можно записать следующее уравнение электрического состояния:

$$U_{\text{п}} = U_{\text{кэ}} + I_{\text{к}} R_{\text{к}}, \quad (5.8)$$

где  $U_{\text{п}}$  – напряжение источника питания;  $U_{\text{кэ}}$  – напряжение между коллектором и эмиттером транзистора;  $I_{\text{к}} R_{\text{к}}$  – падение напряжения на резисторе  $R_{\text{к}}$  от тока  $I_{\text{к}}$  коллектора.

Выходная цепь транзистора представляет собой последовательное соединение линейного  $R_{\text{к}}$  и нелинейного  $VT$  элементов. Расчет такой нелинейной цепи, то есть определение тока  $I_{\text{к}}$  и напряжений  $U_{\text{кэ}}$  и  $I_{\text{к}} R_{\text{к}}$ , действующих в схеме, аналитическим методом затруднительно. Поэтому такие схемы обычно рассчитываются графо-аналитическим методом.

Суть метода заключается в том, что на ВАХ нелинейного элемента наносится ВАХ оставшейся линейной части схемы, включающей линейный элемент и источник напряжения питания. Пересечение ВАХ линейного и нелинейного элементов дает рабочую точку, которая определяет режимные параметры работы схемы. ВАХ линейной части схемы часто называют линией нагрузки.

Для иллюстрации процесса усиления на рис. 5.16 приведены входная и выходные характеристики биполярного транзистора.

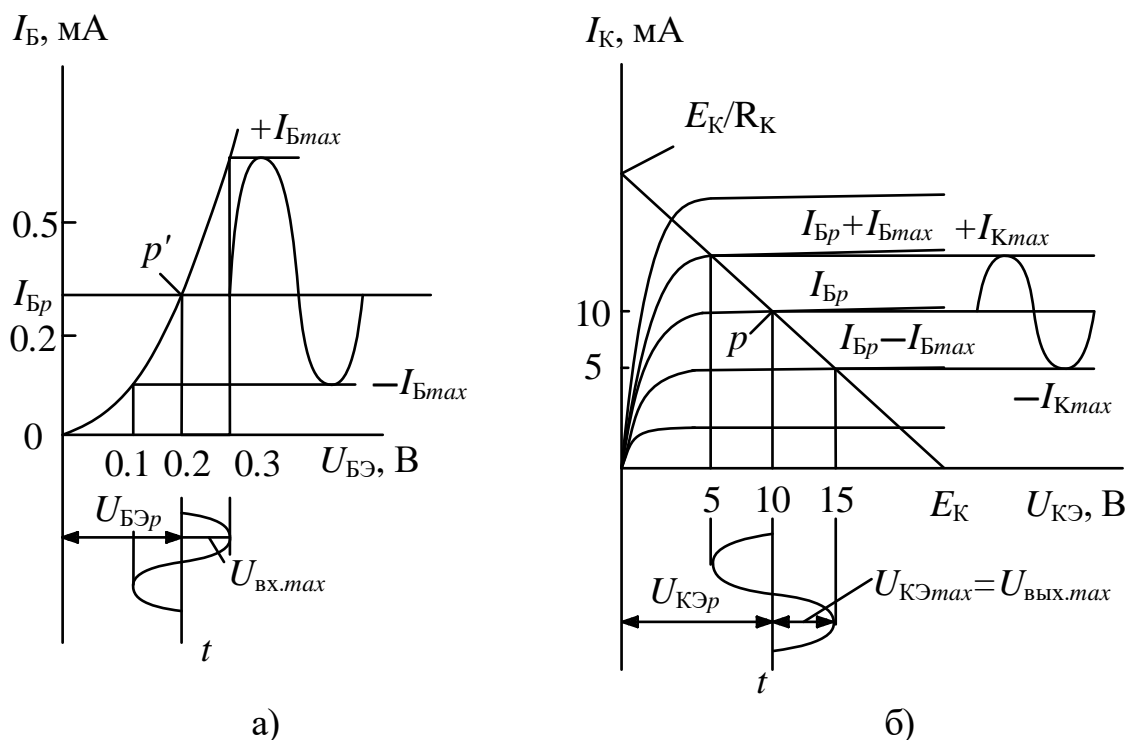


Рис. 5.16. Входная (а) и выходные (б) характеристики биполярного транзистора

На выходных характеристиках транзистора (рис. 5.16. б) строится ВАХ (линия нагрузки) оставшейся линейной части схемы, включающей резистор  $R_K$  и источник питания с напряжением  $U_{\Pi}$ . Линия нагрузки строится по двум точкам:  $U_{KЭ} = U_{\Pi}$  при  $I_K = 0$  на оси абсцисс и  $I_K = U_{\Pi}/R_K$  при  $U_{KЭ} = 0$  на оси ординат.

Резистор  $R_B$ , включенный в цепь базы, обеспечивает требуемую работу транзистора в режиме покоя, то есть при отсутствии входного сигнала. Резистор  $R_B$  выбирается таким образом, чтобы ток базы  $I_{БР}$  покоя обеспечивал положение точки покоя  $P$  на линии нагрузки примерно посередине рабочего участка. Точка покоя определяет статический режим работы каскада по постоянному току. На рис. 5.16. а точка покоя  $P$  соответствует току базы  $I_B = I_{БР}$  и определяет постоянные составляющие тока  $I_{КР}$  и напряжения  $U_{КЭР}$ .

Допустим сначала, что  $U_{ВХ}=0$ . Под действием напряжения  $U_{БР}$ , через открытый  $p-n$  транзистора протекает постоянный ток базы  $I_{БР}$ . Разделительный конденсатор  $C1$  не пропускает постоянный ток через источник входного сигнала. В выходной цепи транзистора присутствует постоянный коллекторный ток  $I_{КР}$ , который определяет напряжение между коллектором и эмиттером  $U_{КЭР}$ . Разделительный конденсатор  $C2$  не пропускает постоянное напряжение в выходную цепь и напряжение  $U_{ВЫХ}=0$ .

Если на вход транзистора подать переменное напряжение с амплитудой  $U_{ВХ.мах}$ , то данный сигнал пройдет через конденсатор  $C1$  и вызовет изменение управляющего напряжения  $U_{БЭ}$  в соответствии с входной характеристикой. Под действием этого напряжения произойдет изменение токов базы, эмиттера и коллектора. Изменение тока базы оценивается по входной характеристике транзистора  $I_B = f(U_{БЭ})$ . Ток базы будет изменяться от  $+I_{Бмах}$  до  $-I_{Бмах}$ . Так как входная характеристика транзистора нелинейная, то  $+I_{Бмах} > -I_{Бмах}$ . Поскольку выходные характеристики транзистора строятся для разных токов базы, то по ним можно определить токи коллектора, соответствующие токам базы  $+I_{Бмах}$  и  $-I_{Бмах}$ . Изменение тока коллектора относительно среднего значения  $I_{КР}$  будут соответственно равны  $(I_{КР} + I_{Бмах})$  и  $(I_{КР} - I_{Бмах})$ . Эти изменения вызовут колебания напряжения на сопротивлении  $R_K$  и на самом коллекторе. Оценить эти колебания легко по нагрузочной прямой. Рабочая точка  $P$  будет перемещаться между точками пересечения этой прямой с выходными характеристиками, соответствующими токам базы  $(I_{БР} + I_{Бмах})$  и  $(I_{БР} - I_{Бмах})$ . Таким образом, колебания входного сигнала приводят к пропорциональным колебаниям напряжения коллектор-эмиттер с амплитудой  $U_{КЭмах} = I_{КЭмах}R_K$ . Через конденсатор  $C2$  эти колебания поступают на выход усилителя. Анализ зависимостей

рис. 5.16 показывает, что выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  находится в противофазе входному  $u_{\text{вх}}$ .

При больших входных напряжениях  $u_{\text{вх}}$  переменные составляющие токов могут выходить за пределы линейных участков входной характеристики транзистора (рис. 5.4) и рабочего участка линии нагрузки (рис. 5.16). В результате этого форма кривой выходного напряжения  $u_{\text{вых}}$  претерпевает значительные искажения. Эти искажения, обусловленные нелинейностью указанных характеристик, называются нелинейными (рис. 5.4).

### 5.5.1 Температурная стабилизация усилительного каскада с общим эмиттером

Существенным недостатком биполярных транзисторов является зависимость их параметров от температуры. При повышении температуры транзистора увеличивается его коллекторный ток за счет возрастания числа неосновных носителей заряда в полупроводнике. Это приводит к изменению выходных характеристик транзистора и смещению рабочей точки покоя. А, как известно, положение рабочей точки транзистора зависит от его следующих параметров: обратный ток коллекторного перехода  $I_{КБ0}$ , коэффициент усиления по току  $h_{21Э}$ ; напряжение на переходе эмиттер-база  $U_{БЭ}$ . Изменение указанных параметров транзистора в диапазоне температур вызывает смещение рабочей точки покоя на нагрузочной прямой, что может привести к линейным искажениям или даже отсечке выходного сигнала усилителя.

Для уменьшения влияния температуры на работу усилительного каскада с общим эмиттером в цепь эмиттера включается резистор  $R_Э$ , а в цепи базы для создания начального напряжения смещения  $U_{БЭ}$  используется делитель на резисторах  $R_Б'$  и  $R_Б''$  (рис. 5.17).

В режиме покоя напряжение базы транзистора фиксируется падением напряжения  $U_1$  на резисторе  $R_Б''$ , которое слабо зависит от температуры и определяется выражением:

$$U_1 = \frac{R_Б'' U_{\pi}}{R_Б' + R_Б''}.$$

Для входного контура каскада можно записать уравнение по второму закону Кирхгофа для режима покоя (на постоянном токе):

$$U_1 - I_Э R_Э - U_{БЭ} = 0.$$

Отсюда для напряжения  $U_{БЭ}$  имеем:

$$U_{БЭ} = U_1 - I_Э R_Э. \quad (5.16)$$

При увеличении температуры увеличивается ток коллектора  $I_К$  транзистора  $VT$ , а значит и ток эмиттера  $I_Э$ , так как  $I_Э = I_К + I_Б$ . Это приводит к возрастанию падения напряжения на резисторе  $R_Э$ . Падение напряжения на

резисторе  $R_Э$  - это и есть напряжение на эмиттере  $U_Э$ . Следовательно, из-за увеличения силы тока в цепи  $U_Э$  стало чутков больше. На базе присутствует фиксированное напряжение  $U_1$ , образованное делителем из резисторов  $R'_Б$  и  $R''_Б$ . Тогда согласно (5.16) все это вызывает уменьшение напряжения  $U_{БЭ}$ . В результате этого уменьшаются ток базы  $I_Б$  и ток коллектора  $I_К$  транзистора  $VT$ . Таким образом, отрицательная обратная связь, созданная с помощью резистора  $R_Э$ , препятствует изменению коллекторного тока транзистора.

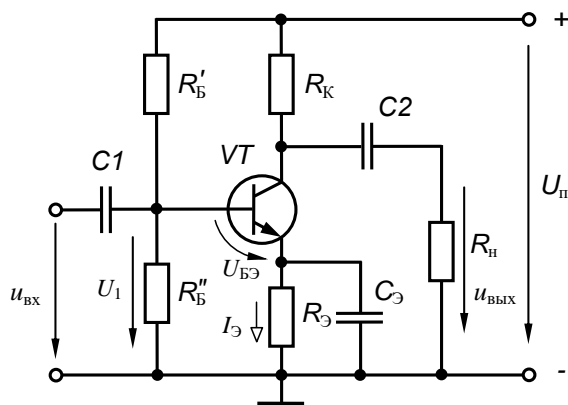


Рис. 5.17. Схема усилительного каскада с ОЭ и температурной стабилизацией

Напряжение ОС выделяется на резисторе  $R_Э$  и равно  $U_{ос} = I_Э R_Э$ . Очевидно, что уменьшение коллекторного тока под действием ООС не может полностью скомпенсировать его рост за счет повышения температуры, но влияние температуры на ток  $I_К$  при этом снижается во много раз.

Введение резистора  $R_Э$  при отсутствии конденсатора  $C_Э$  влияет на работу усилительного каскада не только в режиме покоя, но и при наличии входного переменного напряжения. При этом ООС будет действовать как по постоянному, так и по переменному току, что приведет к снижению выходного напряжения и коэффициента усиления усилительного каскада. Для исключения ООС по переменному току параллельно резистору  $R_Э$  подключается конденсатор  $C_Э$  (рис. 5.17). Емкость конденсатора  $C_Э$  выбирается таким образом, чтобы для самой низкой частоты усиливаемого напряжения его сопротивление было много меньше  $R_Э$  (обычно  $X_{C_Э} = 0,1 R_Э$ ). Это условие означает, что на самой низкой частоте полосы пропускания емкостное сопротивление конденсатора  $C_Э$  полностью шунтирует сопротивление  $R_Э$ , исключая тем самым, отрицательную обратную связь по переменному току. Поэтому усиливаемое напряжение  $u_{БЭ}$  будет практически равно входному  $u_{БЭ} \approx u_{вх}$ , что не приведет к снижению коэффициента усиления.

Таким образом, введение в усилительный каскад ООС по постоянному току позволяет стабилизировать положение точки покоя на рабочем участке линии нагрузки при изменении температуры, а включение конденсатора  $C_3$  позволяет исключить влияние ООС на коэффициент усиления.

## 5.6 Операционный усилитель

### 5.6.1 Общие сведения и классификация

Операционным усилителем (ОУ) называется дифференциальный УПТ с большим коэффициентом усиления, предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми сигналами в схемах с отрицательной обратной связью. ОУ изготавливаются в виде интегральных микросхем различных серий.

На рис. 5.18 приведена упрощенная структурная схема ОУ. Первый каскад 1 выполняется по схеме симметричного дифференциального УПТ, в которой максимально компенсируется дрейф нуля. В качестве второго каскада 2 обычно используется несимметричный дифференциальный УПТ, у которого выходной сигнал снимается относительно общего провода. Третий выходной каскад 3 представляет собой бестрансформаторный усилитель мощности.

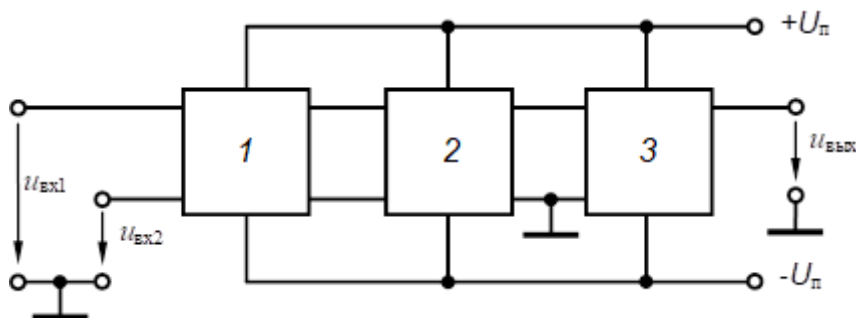


Рис. 5.18. Упрощенная структурная схема ОУ

Условное графическое обозначение ОУ на схемах приведено на рис. 5.19.

Вверху основного поля указывается обозначение функционального назначения микросхемы. Для ОУ это сочетание двух знаков  $\infty$ , первый из которых обозначает усилитель, второй коэффициент усиления, равный бесконечности. Слева вверху показаны два входа ОУ: инвертирующий и неинвертирующий. Инвертирующий вход обязательно обозначается знаком инверсии  $\circ$ . Входные сигналы  $u_{вх1}$  и  $u_{вх2}$  подаются относительно общего провода. Справа вверху показан выход. Выходной сигнал  $u_{вых}$  снимается также относительно общего провода. К выводам, обозначенным "+U" и "-U", подключены два источника питания (э.д.с.) разной полярности  $+E_{п}$  и  $-E_{п}$ , имеющие общий зажим с общим проводом. На практике общий провод обычно присоединяется к корпусу



су устройства, поэтому его часто называют "корпус". Выводы "FC" предназначены для подключения цепи коррекции частотной характеристики ОУ. К выводам "NC" подключается цепь коррекции или установки нуля.

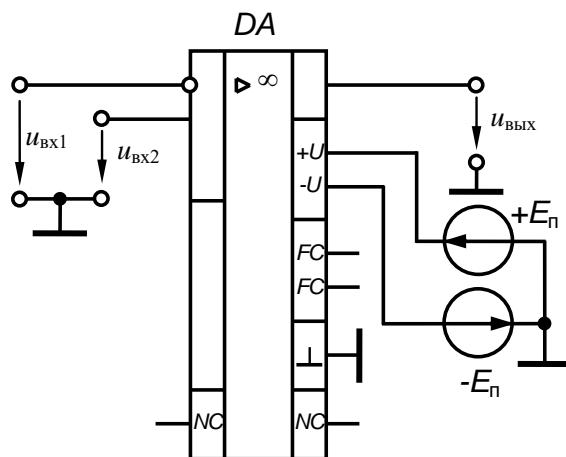


Рис. 5.19. Условное графическое обозначение ОУ

В зависимости от целевого назначения ОУ подразделяются на: ОУ общего применения, предназначенные для использования в аппаратуре, где к параметрам усилителей не предъявляют жестких требований; прецизионные ОУ, имеющие малые дрейфы и шумы, а также высокий коэффициент усиления; быстродействующие ОУ, которые имеют большую скорость изменения выходного напряжения и используются для построения импульсных и широкополосных устройств; микромощные ОУ, потребляющие от источника питания малые токи и которые удобно использовать в переносной аппаратуре.

### 5.6.2 Основные параметры операционного усилителя

На рис. 5.20 приведена схема замещения реального ОУ, которую удобно использовать для анализа схем на ОУ в статическом режиме [7].

Схема содержит источники входных токов  $I_{ВХ1}$  и  $I_{ВХ2}$ , входное сопротивление  $R_{ВХ}$ , источник смещения нулевого уровня  $U_{см}$  и выходное сопротивление  $R_{ВЫХ}$ . Использование этой схемы замещения позволяет учесть влияние на выходной сигнал внутренних сопротивлений источников сигнала и сопротивлений нагрузки, а также смещение нулевого уровня, обусловленное наличием источников входных токов  $I_{ВХ1}$  и  $I_{ВХ2}$  и напряжения  $U_{см}$ .

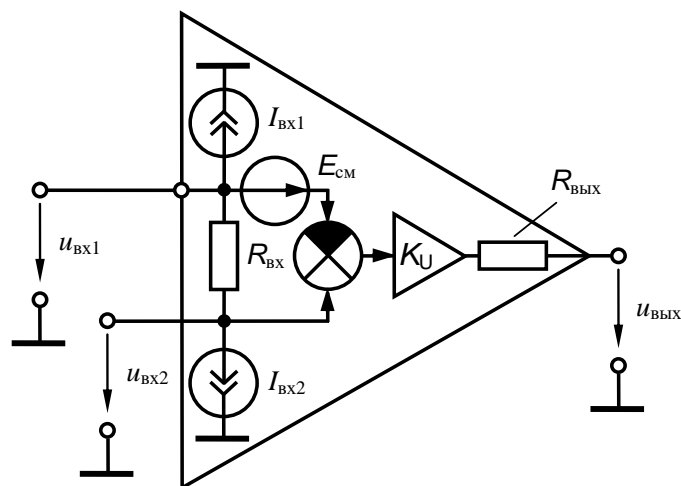


Рис. 5.20. Схема замещения реального ОУ

Основными параметрами ОУ являются:

- коэффициент усиления по напряжению  $K_U$ ;
- входное сопротивление  $R_{ВХ}$ ;
- выходное сопротивление  $R_{ВЫХ}$ ;
- частота единичного усиления  $f_1$ ;
- напряжение смещения нуля  $U_{CM}$ ;
- входные токи  $I_{ВХ}$ ;
- коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{ос.сф}$ ;
- скорость нарастания выходного напряжения  $V_{U_{ВЫХ}}$ ;
- время установления выходного напряжения  $t_{уст.}$

Частота единичного усиления – это частота, на которой модуль коэффициента усиления ОУ равен единице, т.е.  $|K_U| = 1$ . Иногда приводится граничная частота  $f_{гр}$  ОУ, при которой сохраняется гарантированная амплитуда выходного напряжения.

Напряжение смещения нуля  $U_{CM}$  – это напряжение, которое необходимо подать на вход ОУ, чтобы выходное напряжение было равно нулю –  $U_{ВЫХ} = 0$ . Напряжение  $U_{CM}$  указано на передаточной характеристике 2 реального ОУ, изображенной на рис. 5.21. У идеального ОУ  $U_{CM} = 0$  (характеристика 1).

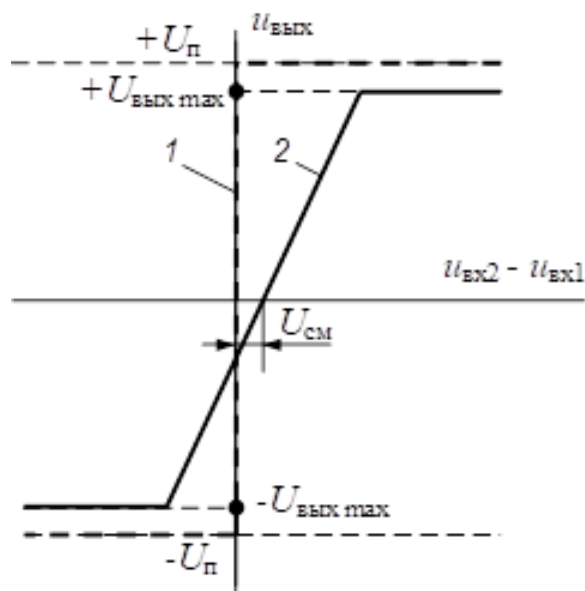


Рис. 5.21. Передаточная характеристика ОУ: 1 – идеального; 2 – реального

Передаточной характеристикой называется зависимость выходного напряжения  $u_{\text{вых}}$  усилителя от входного  $u_{\text{вх}}$  при частоте входного сигнала равной нулю, т.е. на постоянном токе.

Входные токи – это токи, протекающие через входные зажимы ОУ. Эти токи обусловлены базовыми токами входных биполярных транзисторов или токами утечки затворов для ОУ с полевыми транзисторами на входе.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала определяется как отношение напряжения синфазного сигнала  $U_{\text{вх.сф}}$ , поданного на оба входа, к дифференциальному входному напряжению  $U_{\text{вх.диф}}$ , которое обеспечивает тот же сигнал, что и в случае синфазного напряжения:

$$K_{\text{ос.сф}} = \frac{U_{\text{вх.сф}}}{U_{\text{вх.диф}}} \bigg| U_{\text{вых.сф}} = U_{\text{вых.диф}}.$$

Скорость нарастания выходного напряжения – это максимальная скорость изменения выходного напряжения при максимальном значении его амплитуды. Скорость нарастания  $V_{\text{Увых}}$  определяется как тангенс угла наклона передаточной характеристики, заключенной между минимальным и максимальным значениями выходного напряжения, и имеет размерность В/мкс. Этот параметр важен для импульсных устройств, так как он влияет на длительность фронтов выходного сигнала.

Время установления выходного напряжения – это время, за которое практически заканчивается переходный процесс изменения выходного напряжения.

### 5.6.3 Основные свойства идеального операционного усилителя

С целью упрощения анализа схем электронных устройств на ОУ будем считать ОУ идеальным. На рис. 5.22 приведена схема замещения идеального ОУ.

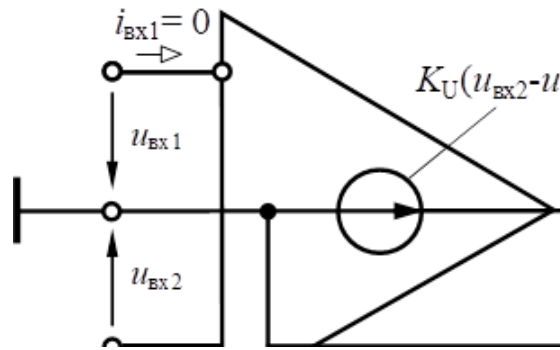


Рис. 5.22. Схема замещения идеального ОУ

В этой схеме на выходе включен источник э.д.с. с напряжением равным выходному  $u_{\text{вых}}$ , которое определяется по формуле [7]:

$$u_{\text{вых}} = K_U (u_{\text{вх2}} - u_{\text{вх1}}),$$

где  $K_U \rightarrow \infty$  – коэффициент усиления ОУ.

Основными свойствами идеального ОУ являются:

1. Коэффициент усиления по напряжению равен бесконечности –  $K_U = \infty$ .
2. Входное сопротивление равно бесконечности –  $R_{\text{вх}} = \infty$ .
3. Выходное сопротивление равно нулю –  $R_{\text{вых}} = 0$ .
4. Дифференциальное напряжение между входами равно нулю в режиме линейного усиления  $u_{\text{д}} = (u_{\text{вх2}} - u_{\text{вх1}}) = 0$ . Это объясняется тем, что при  $K_U = \infty$  напряжение на выходе  $u_{\text{вых}}$  всегда конечно, а это может иметь место только при  $u_{\text{вх2}} - u_{\text{вх1}} = 0$ . Режим линейного усиления – это режим когда выходной сигнал ОУ не заходит в области насыщения, т.е. выходное напряжение ОУ не ограничивается напряжением источника питания.
5. Напряжение смещения равно нулю –  $U_{\text{см}} = 0$ , т.е. выходное напряжение равно нулю при входном напряжении равном нулю.
6. Максимальное выходное напряжение  $U_{\text{вых max}} = \pm U_{\text{п}}$ .
7. Бесконечно большая полоса пропускания.

## 6 УСИЛИТЕЛИ НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ

### 6.1 Инвертирующий усилитель

На рис. 6.1 приведена схема инвертирующего усилителя на ОУ. Входное напряжение  $u_{\text{вх}}$  подается на инвертирующий вход ОУ через резистор  $R1$ , поэтому усилитель называется инвертирующим. Неинвертирующий вход соединен с общим проводом. С помощью резистора  $R2$  в усилителе осуществляется ООС. Напряжение ООС выделяется на резисторе  $R1$  и уравнивается входным напряжением  $u_{\text{вх}}$ . При этом коэффициент ООС определяется по формуле:

$$\beta = R1/R2.$$

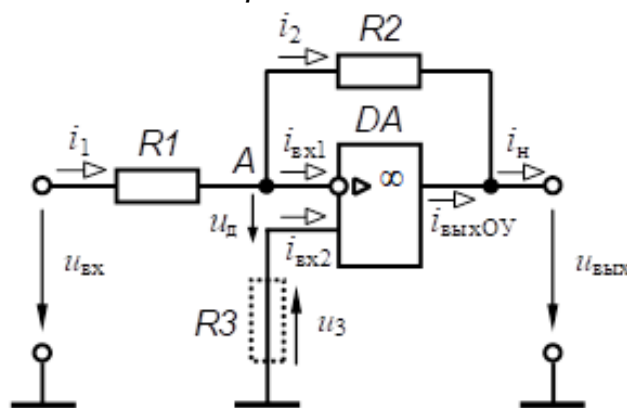


Рис.6.1. Схема инвертирующего усилителя на ОУ

На основании свойств идеального ОУ и законов Кирхгофа выведем выражение для коэффициента усиления по напряжению  $K_U$  инвертирующего усилителя на ОУ.

Для схемы рис. 6.1 потенциал узла  $A$  относительно общего провода равен нулю, т.е.  $\varphi_A = 0$ , так как напряжение между входами идеального ОУ также равно нулю –  $u_d = 0$ . При этом учитывалось, что потенциал общего провода равен нулю. Схема распалась на два независимых контура – входной и выходной.

Составляем два уравнения по второму закону Кирхгофа для входного и выходного контуров и одно уравнение по первому закону Кирхгофа для узла  $A$ . В результате получаем следующую систему из трех уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{вх}} - i_1 R1 &= 0; \\ u_{\text{вых}} + i_2 R2 &= 0; \\ i_1 - i_2 - i_{\text{вх1}} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (6.1)$$

В третьем уравнении  $i_{\text{вх1}} = 0$ , так как у идеального ОУ  $R_{\text{вх}} = \infty$ . В результате решения системы (6.1) имеем:

$$K_U = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = -\frac{R2}{R1}. \quad (6.2)$$

Таким образом, если считать ОУ идеальным, то коэффициент усиления усилителя  $K_U$  не зависит от параметров самого ОУ, а зависит только от параметров внешних цепей, т.е. от  $R1$  и  $R2$ . Погрешность в расчете  $K_U$  тем меньше, чем ближе параметры реального ОУ к параметрам идеального. В формуле (6.2) знак минус показывает, что выходное  $u_{\text{ВЫХ}}$  и входное  $u_{\text{ВХ}}$  напряжения находятся в противофазе, т.е. усилитель является инвертирующим. Если входной сигнал задается реальным источником э.д.с., то при определении  $K_U$  необходимо учитывать внутреннее сопротивление источника, которое складывается с сопротивлением входного резистора  $R1$ .

Необходимо также отметить, что при подключении к выходу усилителя сопротивления нагрузки  $R_H$ , выходной ток  $i_{\text{ВЫХ}}$  ОУ определяется выражением:

$$i_{\text{ВЫХ}} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_H} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R2} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}(R_H + R2)}{R_H R2}.$$

Входное сопротивление инвертирующего усилителя на идеальном ОУ определяется сопротивлением резистора  $R1$ , т.е.  $R_{\text{ВХ}} = R1$ . Выходное сопротивление  $R_{\text{ВЫХ}} = 0$ .

На рис. 6.2 приведена передаточная характеристика инвертирующего усилителя на ОУ.

Вид передаточной характеристики обусловлен свойством инвертирующего входа. Характеристика 1 поясняет работу усилителя в режиме линейного усиления. По этой характеристике можно определить коэффициент усиления  $K_U$  усилителя по формуле:

$$K_U = K_m \text{tg} \alpha,$$

где  $K_m = m_{u_{\text{ВЫХ}}} / m_{u_{\text{ВХ}}}$  – коэффициент масштаба, равный отношению масштабов по осям соответственно выходного  $m_{u_{\text{ВЫХ}}}$  и входного  $m_{u_{\text{ВХ}}}$  напряжений.

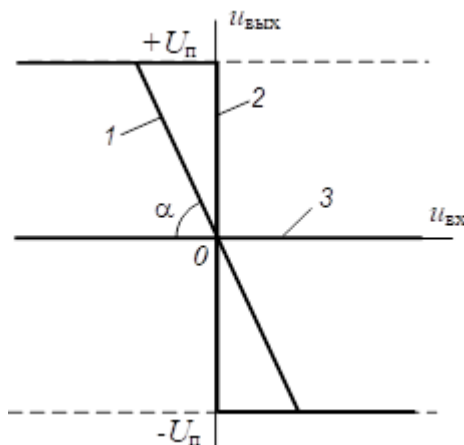


Рис. 6.2. Передаточная характеристика инвертирующего усилителя на ОУ:

1 – режим линейного усиления; 2 –  $K_U = -\infty$ ; 3 –  $K_U = 0$

Характеристики 2 и 3 характеризуют два предельных значения коэффициента усиления  $K_U$  соответственно для  $K_U = -\infty$  ( $R_2 = \infty$ ) и  $K_U = 0$  ( $R_2 = 0$ ).

На рис. 6.3 приведены временные диаграммы входного  $u_{вх}$  и выходного  $u_{вых}$  напряжений, поясняющие работу инвертирующего усилителя при усилении синусоидального напряжения.

При подаче на вход усилителя напряжения  $u_{вх1}$  усилитель работает в режиме линейного усиления и на выходе формируется синусоидальное напряжение  $u_{вых1}$ , находящееся в противофазе с входным напряжением  $u_{вх1}$  и с амплитудой в  $K_U$  большей амплитуды  $u_{вх1}$ . При увеличении входного напряжения  $u_{вх}$  наступит момент времени, когда амплитуда выходного напряжения  $u_{вых}$  начнет ограничиваться уровнями напряжений источников питания  $+U_{п}$  и  $-U_{п}$ . При этом в кривой выходного напряжения  $u_{вых}$  появляются нелинейные искажения. Этот случай проиллюстрирован на рис. 6.3 временными диаграммами напряжений  $u_{вх2}$  и  $u_{вых2}$ . Работа усилителя в таком режиме недопустима, так как влечет за собой искажения формы усиливаемого сигнала.

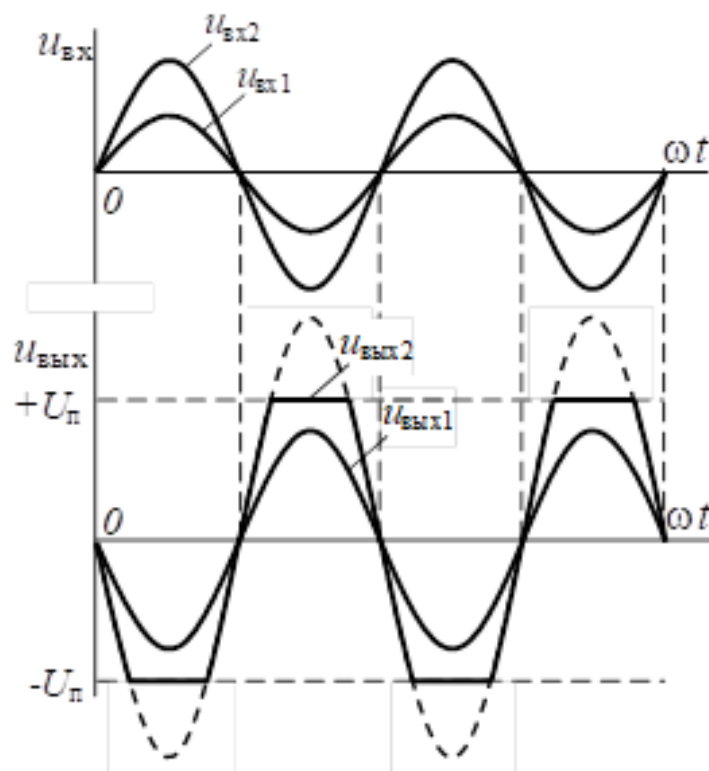


Рис. 6.3. Временные диаграммы работы инвертирующего усилителя на ОУ

Таким образом, выходное напряжение  $u_{вых}$  инвертирующего усилителя на ОУ находится в противофазе входному  $u_{вх}$ , а коэффициент усиления по напряжению  $K_U = -R_2/R_1$ .

**Компенсация входных токов.** В реальном ОУ через резисторы, подключенные к входам, протекают небольшие входные токи смещения  $I_{\text{вх1}}$  и  $I_{\text{вх2}}$  (рис. 6.1). Они приблизительно равны.

Ток  $I_{\text{вх1}}$  протекает через параллельное соединение резисторов  $R1$  и  $R2$ . При этом сопротивление на зажимах резистора  $R2$ , согласно эффекту Миллера в цепи с параллельной ООС, определяется выражением [16]:

$$R2' = \frac{R2}{1 + K_U},$$

где  $K_U$  – коэффициент усиления ОУ.

При отсутствии резистора  $R3$  в режиме покоя ( $u_{\text{вх}} = 0$ ) ток  $I_{\text{вх1}}$  инвертирующего входа, протекающий по резисторам  $R1$  и  $R2'$ , соединенным параллельно, создает на этом входе падение напряжения  $U_{\text{вх-}}$ :

$$U_{\text{вх-}} = -I_{\text{вх1}} \frac{R1R2'}{R1 + R2'}.$$

Это напряжение, усиливаясь ОУ вызывает напряжение смещения выхода  $U_{\text{см.вых-}}$ , которое определяется выражением:

$$U_{\text{см.вых-}} = U_{\text{вх-}} K_U = -I_{\text{вх1}} \frac{R1R2/(1 + K_U)}{R1 + R2/(1 + K_U)} K_U.$$

В связи с тем, что  $K_U$  велик (порядка десятков – сотен тысяч), то  $(1 + K_U) \approx K_U$ , а величина  $1/(1 + K_U)$  очень мала.

В результате при отсутствии входного сигнала на выходе возникает напряжение смещения:

$$U_{\text{см.вых-}} \approx -I_{\text{вх1}} R2.$$

Ненулевое  $u_{\text{вых}}$  при  $u_{\text{вх}} = 0$  затрудняет использование ОУ.

В практических схемах для исключения вредного влияния входных токов к неинвертирующему входу ОУ подключают резистор  $R3$ .

Ток  $I_{\text{вх2}}$ , протекающий через резистор  $R3$ , вызывает напряжение смещения выхода  $U_{\text{см.вых+}}$ , которое определяется по формуле:

$$U_{\text{см.вых+}} = I_{\text{вх2}} R3 \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right) = I_{\text{вх2}} \frac{R3(R1 + R2)}{R1}.$$

Напряжения смещения выхода  $U_{\text{см.вых-}}$  и  $U_{\text{см.вых+}}$  должны компенсировать друг друга.

В результате, имеем:

$$I_{\text{вх1}} R2 = I_{\text{вх2}} \frac{R3(R1 + R2)}{R1}.$$

Отсюда, с учетом равенства токов  $I_{\text{вх1}}$  и  $I_{\text{вх2}}$ , определяем сопротивление резистора  $R3$ :

$$R3 = \frac{R1R2}{R1 + R2} \quad \text{или} \quad \frac{1}{R3} = \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}.$$



В результате при нулевом входном сигнале  $u_{\text{вх}} = 0$  будет  $u_{\text{вых}} = 0$ .

Таким образом, чтобы схема на ОУ была сбалансированной ( $u_{\text{вых}} = 0$  при  $u_{\text{вх}} = 0$ ) необходимо, чтобы сумма активных проводимостей ветвей, подключенных к инвертирующему входу, была равна сумме активных проводимостей, подключенных к неинвертирующему входу [20]:

$$\sum_{i=1}^n G_{oi} = \sum_{j=1}^k G_{\Pi j}, \quad (6.3)$$

где  $G_{oi}$  – активная проводимость  $i$ -той ветви, подключенной к инвертирующему входу;  $G_{\Pi j}$  – активная проводимость  $j$ -той ветви, подключенной к неинвертирующему входу;  $n$  – количество ветвей, подключенных к инвертирующему входу;  $k$  – количество ветвей, подключенных к неинвертирующему входу.

На основании этого правила включаются дополнительные резисторы при построении и других схем на ОУ.

**Компенсация напряжения смещения нуля.** Как уже отмечалось, передаточная характеристика реального ОУ несимметрична относительно нуля (рис. 6.2). Эта несимметрия характеризуется напряжением смещения нуля  $U_{\text{см}}$ , которое различно для каждого типа ОУ. Наличие  $U_{\text{см}}$  приводит к тому, что при нулевом входном сигнале  $u_{\text{вых}} \neq 0$ . Для компенсации вредного влияния напряжения смещения нуля многие ОУ имеют выводы для подключения цепи коррекции нуля  $NC$  (рис. 5.16) [18]. В случае их отсутствия схемы на ОУ дополняются цепями для компенсации напряжения смещения нуля. Эти цепи обычно содержат подстроечные резисторы, установка которых осуществляется в период отладки устройства.

## 6.2 Неинвертирующий усилитель

На рис. 6.4 приведена схема неинвертирующего усилителя на ОУ. Входное напряжение  $u_{\text{вх}}$  подается через  $R3$  на неинвертирующий вход ОУ, поэтому усилитель называется неинвертирующим. Инвертирующий вход через резистор  $R1$  соединен с общим проводом. С помощью резистора  $R2$  в усилителе осуществляется ООС. Напряжение ООС выделяется на резисторе  $R1$  и уравнивается входным напряжением  $u_{\text{вх}}$ . При этом коэффициент ООС определяется по формуле  $\beta = R1/(R1+R2)$ . Резистор  $R3$  используется в практических схемах.

На основании свойств идеального ОУ и законов Кирхгофа выведем выражение для коэффициента усиления по напряжению  $K_U$  неинвертирующего усилителя на ОУ.

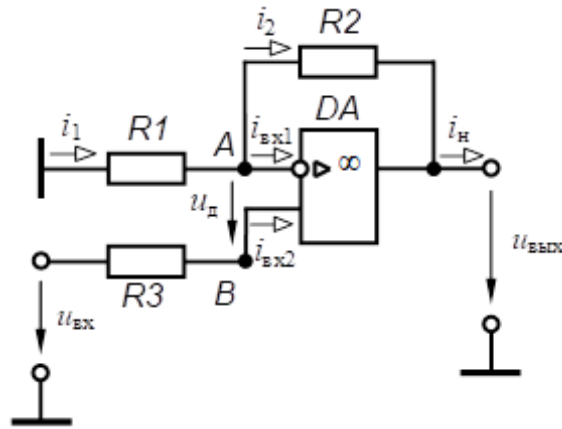


Рис. 6.4. Схема неинвертирующего усилителя на ОУ

Для схемы рис. 6.4 потенциал узла  $A$  равен потенциалу точки  $B$  –  $\varphi_A = \varphi_B$ , так как напряжение между входами идеального ОУ равно нулю  $u_d = 0$ .

Составляем два уравнения по второму закону Кирхгофа и одно уравнение по первому закону Кирхгофа для узла  $A$ . В результате получаем следующую систему из трех уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_{ВХ} + i_1 R_1 &= 0; \\ u_{ВХ} - u_{ВЫХ} - i_2 R_2 - i_{ВХ2} R_3 &= 0; \\ i_1 - i_2 - i_{ВХ1} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (6.4)$$

Во втором и третьем уравнениях входные токи  $i_{ВХ2} = 0$  и  $i_{ВХ1} = 0$ , так как у идеального ОУ  $R_{ВХ} = \infty$ . В результате решения системы (6.4) имеем:

$$K_U = \frac{u_{ВЫХ}}{u_{ВХ}} = \frac{R_2}{R_1} + 1. \quad (6.5)$$

Таким образом, если считать ОУ идеальным, то коэффициент усиления усилителя  $K_U$  не зависит от параметров самого ОУ, а зависит только от параметров внешних цепей, т.е. от  $R_1$  и  $R_2$ . Погрешность в расчете  $K_U$  тем меньше, чем ближе параметры реального ОУ к параметрам идеального. В формуле (6.5) знак минус отсутствует, следовательно выходное  $u_{ВЫХ}$  и входное  $u_{ВХ}$  напряжения находятся в фазе, т.е. усилитель является неинвертирующим.

Необходимо также отметить, что при подключении к выходу усилителя сопротивления нагрузки  $R_H$ , выходной ток  $i_{ВЫХ}$  ОУ определяется выражением:

$$i_{ВЫХ} = \frac{u_{ВЫХ}}{R_H} + \frac{u_{ВЫХ}}{R_1 + R_2} = \frac{u_{ВЫХ} (R_H + R_1 + R_2)}{R_H (R_1 + R_2)}.$$

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя на идеальном ОУ равно входному сопротивлению ОУ, т.е.  $R_{ВХ} = \infty$ . Выходное сопротивление  $R_{ВЫХ} = 0$ .

Резистор  $R3$  используется в практических схемах с целью компенсации вредного влияния входных токов. В соответствии с (6.3) сопротивление резистора  $R3$  рассчитывается по формуле:

$$R3 = \frac{R1R2}{R1 + R2}.$$

На рис. 6.5 приведена передаточная характеристика неинвертирующего усилителя на ОУ.

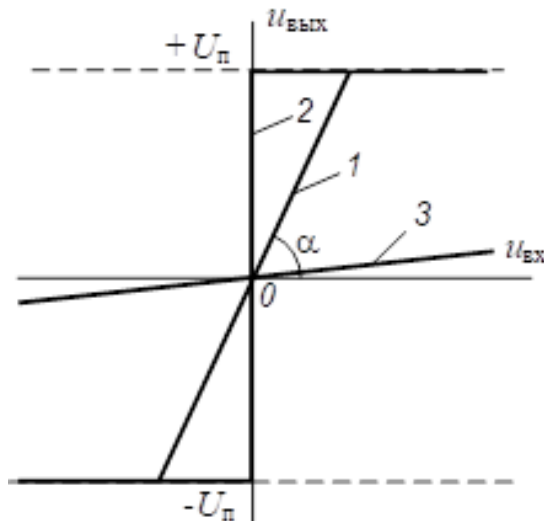


Рис. 6.5. Передаточная характеристика неинвертирующего усилителя на ОУ:

1 – режим линейного усиления; 2 –  $K_U = \infty$ ; 3 –  $K_U = 1$

Вид передаточной характеристики обусловлен свойством неинвертирующего входа. Характеристика 1 поясняет работу усилителя в режиме линейного усиления. По этой характеристике можно определить коэффициент усиления  $K_U$  усилителя по формуле:

$$K_U = K_m \operatorname{tg} \alpha,$$

где  $K_m = m_{u_{\text{ВЫХ}}} / m_{u_{\text{ВХ}}}$  – коэффициент масштаба, равный отношению масштабов по осям соответственно выходного  $m_{u_{\text{ВЫХ}}}$  и входного  $m_{u_{\text{ВХ}}}$  напряжений.

Характеристики 2 и 3 характеризуют два предельных значения коэффициента усиления  $K_U$  соответственно для  $K_U = \infty$  ( $R2 = \infty$ ) и  $K_U = 1$  ( $R2 = 0$ ).

На рис. 6.6 приведены временные диаграммы входного  $u_{\text{ВХ}}$  и выходного  $u_{\text{ВЫХ}}$  напряжений, поясняющие работу неинвертирующего усилителя при усилении синусоидального напряжения.

При подаче на вход усилителя напряжения  $u_{\text{ВХ1}}$  усилитель работает в режиме линейного усиления и на выходе формируется синусоидальное напряжение  $u_{\text{ВЫХ1}}$ , находящееся в фазе с входным напряжением  $u_{\text{ВХ1}}$  и с амплитудой в  $K_U$  больше амплитуды  $u_{\text{ВХ1}}$ . При увеличении входного напряжения  $u_{\text{ВХ}}$  наступит момент времени, когда амплитуда выходного напряжения  $u_{\text{ВЫХ}}$  начнет ограни-

чиваться уровнями напряжений источников питания  $+U_{\text{п}}$  и  $-U_{\text{п}}$ . При этом в кривой выходного напряжения  $u_{\text{вых}}$  появляются нелинейные искажения. Этот случай проиллюстрирован на рис. 6.6 временными диаграммами напряжений  $u_{\text{вх}2}$  и  $u_{\text{вх}1}$ . Работа усилителя в таком режиме недопустима, так как влечет за собой искажения формы усиливаемого сигнала.

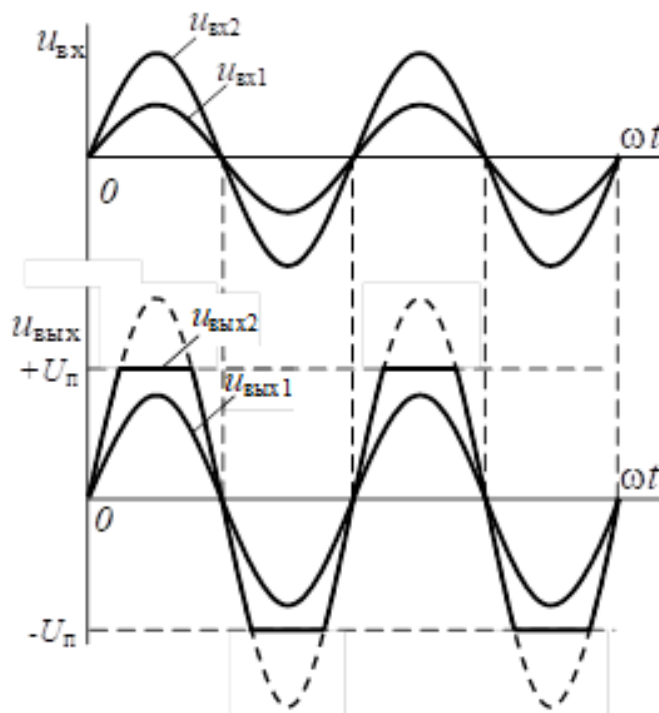


Рис. 6.6. Временные диаграммы работы неинвертирующего усилителя на ОУ

Таким образом, выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  неинвертирующего усилителя на ОУ находится в фазе с входным  $u_{\text{вх}}$ , а коэффициент усиления по напряжению  $K_U = R_2/R_1 + 1$ .

**Задача 15.** Для инвертирующего усилителя (рис. 6.7) на идеальном операционном усилителе (ОУ) заданы следующие параметры: сопротивления резисторов обратной связи  $R_1=6,8$  кОм и  $R_2=200$  кОм; э.д.с. источника входного сигнала  $E_{\text{и}}=0,3$  В, его внутреннее сопротивление  $R_{\text{и}}=0,5$  кОм, сопротивление нагрузки  $R_{\text{н}}=2$  кОм. Определить: коэффициент усиления  $K_U$  усилителя; выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ ; сопротивление резистора  $R_3$ ; выходной ток  $I_{\text{выхОУ}}$  ОУ.

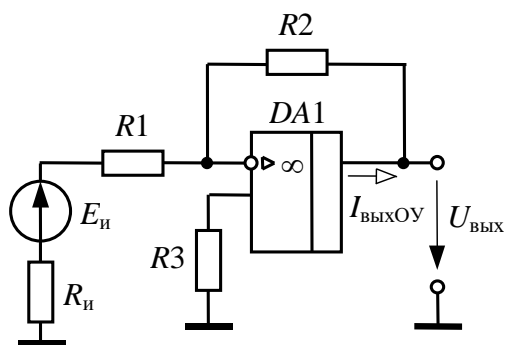


Рис. 6.7

### Решение

1. Определим коэффициент усиления усилителя  $K_U$ , учитывая при этом внутреннее сопротивление источника сигнала  $R_{и}$ :

$$K_U = -\frac{R_2}{(R_1 + R_{и})} = -\frac{(200 \cdot 10^3)}{(6,8 + 0,5) \cdot 10^3} = 27,4.$$

2. Сопротивление резистора  $R_3$  определяется по выражению:

$$R_3 = \frac{R_2(R_1 + R_{и})}{R_2 + R_1 + R_{и}} = \frac{200(6,8 + 0,5)}{200 + 6,8 + 0,5} = 7,04 \text{ кОм}.$$

3. Выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  определяется по выражению

$$U_{\text{вых}} = K_U E_{и} = 27,4 \cdot 0,3 = 8,11 \text{ В}.$$

4. Выходной ток  $I_{\text{выхОУ}}$  ОУ определяется по формуле:

$$I_{\text{выхОУ}} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_2 \parallel R_{и}} = \frac{U_{\text{вых}}(R_2 + R_{и})}{R_2 \cdot R_{и}} = \frac{8,11(200 + 2) \cdot 10^3}{200 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3} = 0,0041 \text{ А}.$$

## 7 АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

### 7.1 Сумматоры напряжений на операционном усилителе

Сумматором называется устройство, выходное напряжение которого равно сумме входных напряжений с заданными коэффициентами.

#### 7.1.1 Инвертирующий сумматор

На рис. 7.1 приведена схема трехвходового инвертирующего сумматора на ОУ. Входные напряжения  $u_{BX1}$ ,  $u_{BX2}$  и  $u_{BX3}$  подаются через резисторы  $R1...R3$  на инвертирующий вход ОУ, поэтому сумматор называется инвертирующим. С помощью резистора  $R4$  в сумматоре осуществляется ООС. Неинвертирующий вход через резистор  $R5$ , который используется в практических схемах, соединен с общим проводом.

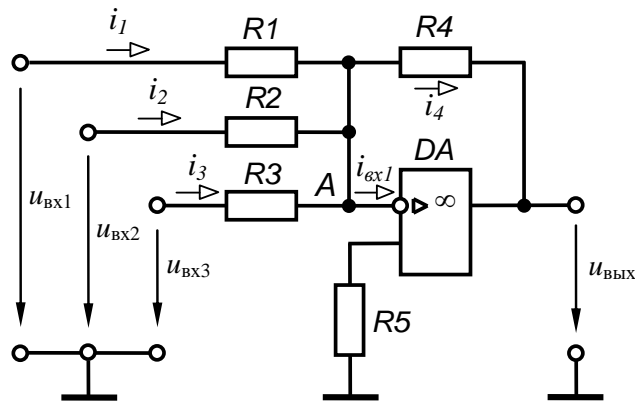


Рис. 7.1. Схема инвертирующего сумматора на ОУ

На основании свойств идеального ОУ и законов Кирхгофа выведем выражение для выходного напряжения инвертирующего сумматора на ОУ.

Для схемы рис. 7.1 потенциал узла  $A$  относительно общего провода равен нулю  $\varphi_A = 0$  (см. инвертирующий усилитель на ОУ). Схема распалась на четыре независимых контура – три входных и выходной.

Составляем два уравнения по второму закону Кирхгофа для трех входных и выходного контуров и одно уравнение по первому закону Кирхгофа для узла  $A$ . В результате получаем следующую систему из трех уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_{BX1} - i_1 R1 &= 0; \\ u_{BX2} - i_2 R2 &= 0; \\ u_{BX3} - i_3 R3 &= 0; \\ u_{ВЫХ} - i_4 R4 &= 0; \\ i_1 + i_2 + i_3 - i_4 - i_{BX1} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (7.1)$$

В пятом уравнении  $i_{\text{вх1}} = 0$ , так как у идеального ОУ  $R_{\text{вх}} = \infty$ . В результате решения системы (7.1) имеем:

$$u_{\text{вых}} = -\left(\frac{R4}{R1}u_{\text{вх1}} + \frac{R4}{R2}u_{\text{вх2}} + \frac{R4}{R3}u_{\text{вх3}}\right) = -\left(K_1u_{\text{вх1}} + K_2u_{\text{вх2}} + K_3u_{\text{вх3}}\right). \quad (7.2)$$

Таким образом, если считать ОУ идеальным, то  $u_{\text{вых}}$  не зависит от параметров самого ОУ, а зависит только от параметров внешних цепей, т.е. от  $R1 \dots R4$ . В формуле (7.2) знак минус показывает, что сумматор инвертирующий.

Таким образом, выходное напряжение сумматора равно сумме входных напряжений с заданными коэффициентами. Коэффициенты  $K_1$ ,  $K_2$  и  $K_3$  являются коэффициентами усиления по соответствующим входам.

Резистор  $R5$  используется в практических схемах с целью компенсации отрицательного влияния входных токов. В соответствии с (6.3) сопротивление резистора  $R5$  рассчитывается из выражения:

$$\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3} + \frac{1}{R4} = \frac{1}{R5},$$

откуда определяется  $R5$ :

$$R5 = \frac{R1R2R3R4}{R2R3R4 + R1R3R4 + R1R2R4 + R1R2R3}.$$

### 7.1.2 Неинвертирующий сумматор

На рис. 7.2 приведена схема трех входов неинвертирующего сумматора на ОУ. Входные напряжения  $u_{\text{вх1}}$ ,  $u_{\text{вх2}}$  и  $u_{\text{вх3}}$  подаются через резисторы  $R1 \dots R3$  на неинвертирующий вход ОУ, поэтому сумматор называется неинвертирующим.

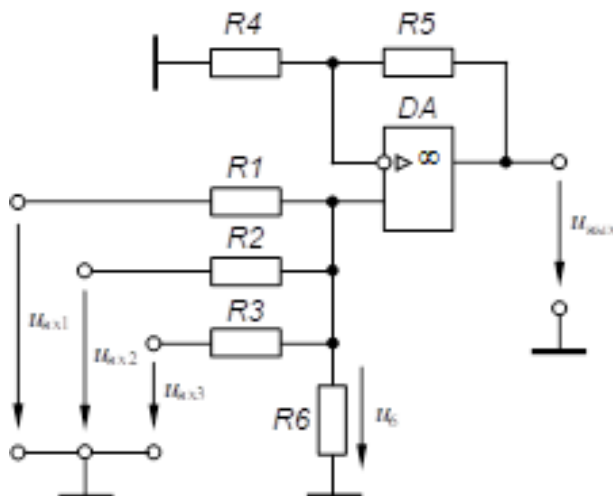


Рис. 7.2. Схема неинвертирующего сумматора на ОУ

Инвертирующий вход через резистор  $R4$  соединен с общим проводом. С помощью резистора  $R5$  в сумматоре осуществляется ООС. Резистор  $R6$  является расчетным, а также участвует в балансировке схемы в практических схемах.

Для напряжения  $u_6$  схема представляет собой неинвертирующий усилитель, выходное напряжение которого определяется по формуле (7.3):

$$u_{\text{ВЫХ}} = u_6 \left( \frac{R5}{R4} + 1 \right). \quad (7.3)$$

Определяем напряжение  $u_6$  методом двух узлов:

$$u_6 = \frac{u_1 / R1 + u_2 / R2 + u_3 / R3}{1 / R1 + 1 / R2 + 1 / R3 + 1 / R6}. \quad (7.4)$$

Подставляя (7.4) в (7.3), получаем:

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{u_{\text{ВХ1}} / R1 + u_{\text{ВХ2}} / R2 + u_{\text{ВХ3}} / R3}{1 / R1 + 1 / R2 + 1 / R3 + 1 / R6} \left( \frac{R5}{R4} + 1 \right). \quad (7.5)$$

Из выражения (6.3) для сбалансированной схемы следует:

$$\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3} + \frac{1}{R6} = \frac{1}{R4} + \frac{1}{R5}.$$

Для упрощения выражения для  $u_{\text{ВЫХ}}$  обычно принимают  $R5 = R6$ . Тогда имеем:

$$\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3} = \frac{1}{R4}. \quad (7.6)$$

Из выражения (7.6) определяется сопротивление резистора  $R4$ :

$$R4 = \frac{R1R2 + R1R3 + R2R3}{R1 + R2 + R3}.$$

Подставляя  $1/R4$  из (7.6) в (7.5), получаем:

$$\begin{aligned} u_{\text{ВЫХ}} &= \frac{u_{\text{ВХ1}} / R1 + u_{\text{ВХ2}} / R2 + u_{\text{ВХ3}} / R3}{1 / R1 + 1 / R2 + 1 / R3 + 1 / R6} \left( \frac{R5}{R1} + \frac{R5}{R2} + \frac{R5}{R3} + 1 \right) = \\ &= \frac{u_{\text{ВХ1}} R5 / R1 + u_{\text{ВХ2}} R5 / R2 + u_{\text{ВХ3}} R5 / R3}{1 / R1 + 1 / R2 + 1 / R3 + 1 / R6} \times \\ &\quad \times \left( \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3} + \frac{1}{R5} \right). \end{aligned} \quad (7.7)$$

После упрощения формулы (7.7), получаем:

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{R5}{R1} u_{\text{ВХ1}} + \frac{R5}{R2} u_{\text{ВХ2}} + \frac{R5}{R3} u_{\text{ВХ3}} = K_1 u_{\text{ВХ1}} + K_2 u_{\text{ВХ2}} + K_3 u_{\text{ВХ3}}.$$

Таким образом, выходное напряжение сумматора равно сумме входных напряжений с заданными коэффициентами. Коэффициенты  $K_1$ ,  $K_2$  и  $K_3$  являются коэффициентами усиления по соответствующим входам.



**Задача 16.** Для инвертирующего сумматора (рис. 7.3) на идеальном ОУ задано математическое выражение для выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}} = -(4,0U_{\text{ВХ1}} + 0,8U_{\text{ВХ2}} + 4,8U_{\text{ВХ3}})$ .

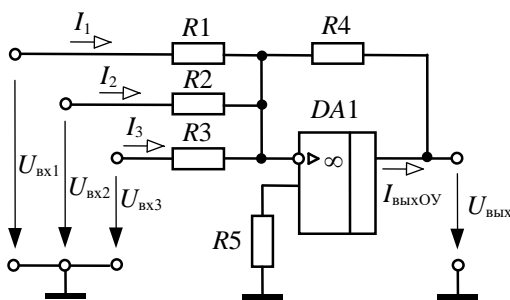


Рис. 7.3

Напряжения источников входных сигналов постоянного тока:  $U_{\text{ВХ1}} = 1 \text{ В}$ ,  $U_{\text{ВХ2}} = -4,9 \text{ В}$ ,  $U_{\text{ВХ3}} = 1,5 \text{ В}$ . Сопротивления резисторов равны  $R4 = 120 \text{ кОм}$  и  $R_H = 7,5 \text{ кОм}$ .

Определить: сопротивления и мощности рассеяния резисторов  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$ ,  $R5$ ; выходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  и выходной ток  $I_{\text{ВЫХОУ}}$  ОУ; токи, потребляемые от источников входных сигналов  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ .

### Решение

1. Сопротивления резисторов  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$  определяются из коэффициентов, заданных в выражении для выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$  сумматора (7.2).

$$\frac{R4}{R1} = 4 \text{ следовательно } R1 = \frac{R4}{4} = \frac{120}{4} = 30 \text{ кОм.}$$

$$\frac{R4}{R2} = 0,8 \text{ следовательно } R2 = \frac{R4}{0,8} = \frac{120}{0,8} = 150 \text{ кОм.}$$

$$\frac{R4}{R3} = 4,8 \text{ следовательно } R3 = \frac{R4}{4,8} = \frac{120}{4,8} = 25 \text{ кОм.}$$

2. Сопротивление резистора  $R5$  определяется из выражения:

$$\frac{1}{R5} = \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3} + \frac{1}{R4} = \frac{1}{30} + \frac{1}{150} + \frac{1}{25} + \frac{1}{120} = 0,0883.$$

$$\text{Следовательно } R5 = \frac{1}{0,0883} = 11,32 \text{ кОм.}$$

3. Выходное напряжение инвертирующего сумматора

$$U_{\text{ВЫХ}} = -(4,0U_{\text{ВХ1}} + 0,8U_{\text{ВХ2}} + 4,8U_{\text{ВХ3}}) = -(4,0 \cdot 1 + 0,8 \cdot (-4,9) + 4,8 \cdot 1,5) = -7,28 \text{ В.}$$

4. Выходной ток  $I_{\text{ВЫХОУ}}$  ОУ определяется по формуле:

$$I_{\text{ВЫХОУ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R2 \parallel R_H} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(R4 + R_H)}{R4 \cdot R_H} = \frac{7,28(120 + 7,5) \cdot 10^3}{120 \cdot 10^3 \cdot 7,5 \cdot 10^3} = 0,001 \text{ А.}$$

### 5. Токи, потребляемые от источников входных сигналов

$$I_1 = \frac{U_{\text{вх1}}}{R1} = \frac{1}{30 \cdot 10^3} = 0,033 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 0,033 \text{ мА.}$$

$$I_2 = \frac{U_{\text{вх2}}}{R2} = \frac{4,9}{150 \cdot 10^3} \approx 0,033 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 0,033 \text{ мА.}$$

$$I_3 = \frac{U_{\text{вх3}}}{R3} = \frac{1,5}{25 \cdot 10^3} = 0,06 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 0,06 \text{ мА.}$$

### 6. Мощности рассеяния резисторов

$$P_{R1} = I_1^2 R1 = (0,033)^2 30 \cdot 10^3 = 32,67 \text{ Вт.}$$

$$P_{R2} = I_2^2 R2 = (0,033)^2 150 \cdot 10^3 = 163,35 \text{ Вт.}$$

$$P_{R3} = I_3^2 R3 = (0,06)^2 25 \cdot 10^3 = 90 \text{ Вт.}$$

## 7.2 Интегратор на операционном усилителе

Интегратором называется устройство, выходное напряжение которого пропорционально интегралу входного напряжения. Схема интегратора на ОУ получается если в схеме инвертирующего усилителя (рис. 6.1) заменить резистор  $R2$  на конденсатор  $C$ . На рис. 7.4 приведена схема интегратора на ОУ. Входное напряжение  $u_{\text{вх}}$  подается на инвертирующий вход ОУ через резистор  $R1$ . Неинвертирующий вход соединен с общим проводом через резистор  $R2$ . Резисторы  $R2$  и  $R3$  используются в практических схемах.

На основании свойств идеального ОУ и законов Кирхгофа выведем выражение для выходного напряжения интегратора на ОУ.

Считая ОУ идеальным, в схеме (рис. 7.4) потенциал узла  $A$  относительно общего провода равен нулю –  $\varphi_A = 0$  (см. инвертирующий усилитель). Рассмотрим в схеме два независимых контура – входной и выходной.

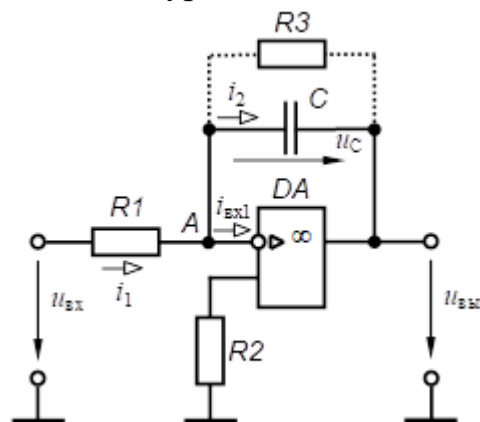


Рис. 7.4. Схема интегратора на ОУ

Составляем два уравнения по второму закону Кирхгофа для входного и выходного контуров и одно уравнение по первому закону Кирхгофа для узла  $A$ . В результате получаем следующую систему из трех уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{BX}} - i_1 R_1 &= 0; \\ u_{\text{ВЫХ}} + u_C &= 0; \\ i_1 - i_2 - i_{\text{BX1}} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (7.8)$$

В третьем уравнении  $i_{\text{BX1}} = 0$ , так как у идеального ОУ  $R_{\text{BX}} = \infty$ .

Мгновенное значение тока, протекающего через конденсатор, определяется по формуле:

$$i_2 = C \frac{dU_C}{dt}. \quad (7.9)$$

В результате совместного решения уравнений (7.8) и (7.9), имеем:

$$u_{\text{BX}} = -R_1 C \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt}. \quad (7.10)$$

Интегрируя обе части выражения (7.10), получаем:

$$u_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{R_1 C} \int u_{\text{BX}} dt + U_{\text{ВЫХ}(0)}. \quad (7.11)$$

Анализ выражения (7.11) показывает, что  $u_{\text{ВЫХ}}$  интегратора зависит от начального напряжения  $U_{C(0)}$  на конденсаторе в момент времени  $t = 0$ , так как:

$$U_{\text{ВЫХ}(0)} = -U_{C(0)}.$$

Знак минус в выражении (7.11) показывает, что данный интегратор является инвертирующим. Произведение  $R_1 C$  имеет размерность [с] – “секунда” и называется постоянной времени интегрирования  $T_{\text{и}}$ .

Из выражения (6.3) для сбалансированной схемы следует:

$$R_2 = R_1.$$

Коэффициент усиления интегратора является комплексной величиной:

$$\underline{K}_U = -\frac{\underline{Z}_{\text{OC}}}{\underline{Z}_{\text{BX}}} = -\frac{1}{R_1 C j\omega}, \quad (7.12)$$

где  $\underline{Z}_{\text{OC}} = -jX_C = \frac{1}{j\omega C}$ ;  $\underline{Z}_{\text{BX}} = R_1$ .

Из анализа выражения (7.12) следует, что на низких частотах (близких к нулевым) коэффициент усиления интегратора  $K_U$  стремится к бесконечности. Это приводит к заряду конденсатора  $C$  под действием напряжения смещения  $U_{\text{см}}$  и через некоторое время напряжение на выходе интегратора станет близким к напряжению питания  $U_{\text{п}}$ . В результате схема станет неработоспособной. Чтобы этого не происходило в практических схемах параллельно конденсатору  $C$  включается резистор  $R_3$  с большим сопротивлением [12].

На рис. 7.5. *а* приведены временные диаграммы, поясняющие работу интегратора при подаче на его вход напряжения прямоугольной формы, а на рис. 7.5. *б* – напряжения произвольной формы.

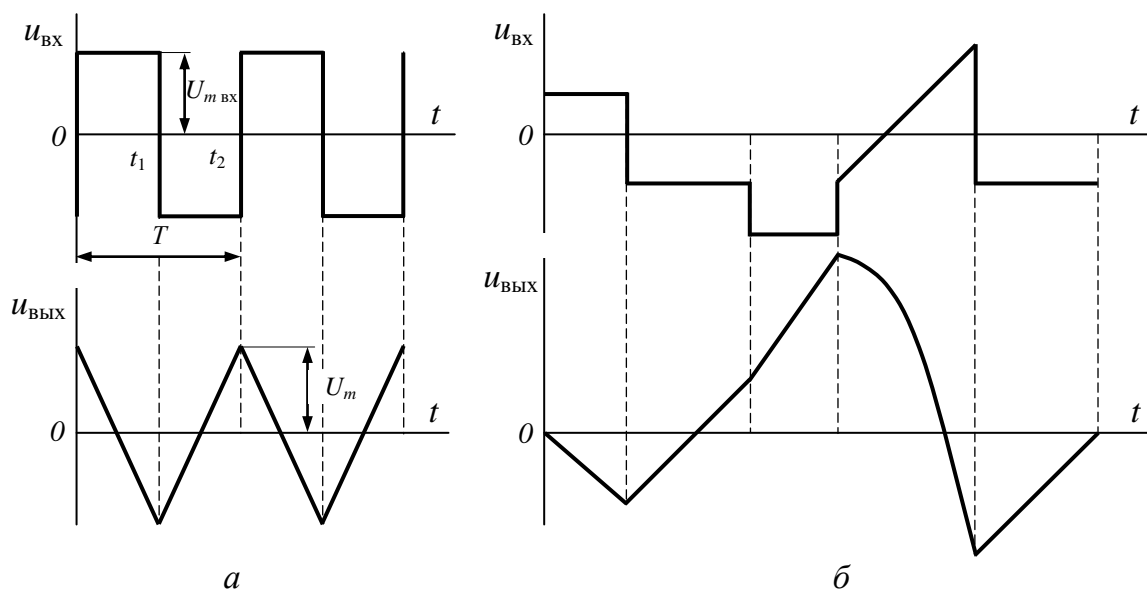


Рис. 7.5. Временные диаграммы, поясняющие работу интегратора

При подаче на вход интегратора постоянного напряжения ( $U_{\text{BX}} = \text{const}$ ) на выходе формируется линейно изменяющееся напряжение в соответствии с уравнением:

$$u_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{R1C} \int U_{\text{ВХ}} dt = -\frac{U_{\text{ВХ}}}{R1C} t.$$

При подаче на вход интегратора напряжения прямоугольной формы на выходе формируется напряжение треугольной формы с амплитудой:

$$U_{m\text{ВЫХ}} = -\frac{U_{m\text{ВХ}}}{R1C} \frac{T}{4} = -\frac{U_{m\text{ВХ}}}{R1C} \frac{1}{4f},$$

где  $U_{m\text{ВХ}}$  – амплитуда входного напряжения;  $T$  – период входного сигнала;  $f$  – частота входного сигнала.

Интеграторы широко применяются при создании генераторов линейно изменяющегося и синусоидального напряжения, фазосдвигающих устройств, а также в качестве регуляторов, фильтров низких частот и пр.

**Задача 17.** На вход интегратора (рис. 7.5.а) подается прямоугольное напряжение  $E_{\Gamma}$  с частотой 1 кГц и амплитудой 4 В. (рис. 7.6). Определить выходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}(t)$  за интервал времени от  $t_1 = T/2$  до  $t_2 = T$ , где  $T$  – период входного напряжения. Параметры схемы  $R1=10$  кОм,  $C=0,1$  мкФ.

### Решение

1. Так как на вход интегратора поочередно подаются постоянные одинаковые напряжения разной полярности, то в результате интегрирования на выходе появится напряжение треугольной формы (рис.7.5.а). Так как полуперио-

ды входного сигнала одинаковы, то и треугольные волны также будут одинаковыми.

2. Найдем изменение выходного напряжения  $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$  за интервал времени от  $t_1 = \frac{T}{2}$  до  $t_2 = T$ , где  $T$  - период входного напряжения. В рассматриваемом интервале времени действует напряжение  $E_{\Gamma} = -4$  В. Тогда в результате интегрирования получаем

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{R1C} \int_{t_1}^{t_2} E_{\Gamma} dt = \frac{-E_{\Gamma}(t_2 - t_1)}{R1C} = \frac{4(T - T/2)}{R1C} = \frac{2T}{R1C}.$$

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{1000} = 0,001 \text{ с}, \text{ следовательно } \Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{2 \cdot 0,001}{10^4 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 2 \text{ В}.$$

### 7.3 Дифференциатор на операционном усилителе

Дифференциатором называется устройство, выходное напряжение которого пропорционально дифференциалу входного напряжения. Схема дифференциатора на ОУ получается, если в схеме инвертирующего усилителя (рис. 6.1) заменить резистор  $R1$  на конденсатор  $C$ . На рис. 7.6 приведена схема интегратора на ОУ. Входное напряжение  $u_{\text{ВХ}}$  подается на инвертирующий вход ОУ через конденсатор  $C$ . Неинвертирующий вход соединен с общим проводом через резистор  $R2$ . Резисторы  $R2$  и  $R3$  используются в практических схемах.

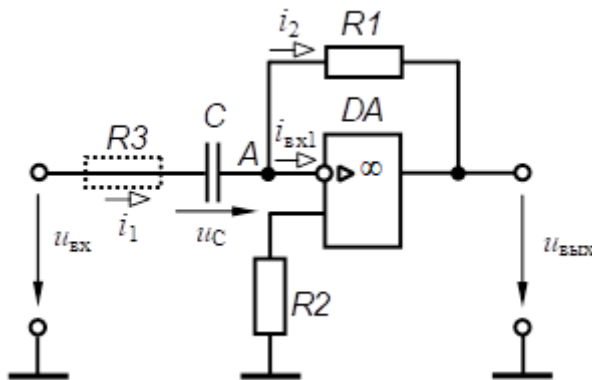


Рис. 7.6. Схема дифференциатора на ОУ

На основании свойств идеального ОУ и законов Кирхгофа выведем выражение для выходного напряжения дифференциатора на ОУ.

Считая ОУ идеальным, в схеме (рис. 7.6) потенциал узла  $A$  относительно общего провода равен нулю  $\varphi_A = 0$  (см. инвертирующий усилитель). Рассмотрим в схеме два независимых контура – входной и выходной.

Составляем два уравнения по второму закону Кирхгофа для входного и выходного контуров и одно уравнение по первому закону Кирхгофа для узла  $A$ . В результате получаем следующую систему из трех уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{ВХ}} - u_C &= 0; \\ u_{\text{ВЫХ}} - i_1 R_1 &= 0; \\ i_1 - i_2 - i_{\text{ВХ1}} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (7.13)$$

В третьем уравнении  $i_{\text{ВХ1}} = 0$ , так как у идеального ОУ  $R_{\text{ВХ}} = \infty$ .

Мгновенное значение тока, протекающего через конденсатор, определяется по формуле:

$$i_1 = C \frac{dU_C}{dt}. \quad (7.14)$$

В результате совместного решения уравнений (7.13) и (7.14), имеем:

$$u_{\text{ВЫХ}} = -R_1 C \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}. \quad (7.15)$$

Знак минус в выражении (7.15) показывает, что данный дифференциатор является инвертирующим. Произведение  $R_1 C$  называется постоянной времени дифференцирования  $T_d$ .

Из выражения (6.3) для сбалансированной схемы следует:

$$R_2 = R_1.$$

Коэффициент усиления дифференциатора является комплексной величиной:

$$\underline{K}_U = -\frac{\underline{Z}_{\text{OC}}}{\underline{Z}_{\text{ВХ}}} = -\frac{R_1}{1/j\omega C} = -j\omega R_1 C, \quad (7.16)$$

где  $\underline{Z}_{\text{OC}} = R_1$ ;  $\underline{Z}_{\text{ВХ}} = -jX_C = \frac{1}{j\omega C}$ .

Из анализа выражения (7.16) следует, что на высоких частотах коэффициент усиления дифференциатора  $K_U$  стремится к бесконечности. В результате схема очень восприимчива к высокочастотным шумам. Для исключения этого явления в практических схемах последовательно конденсатору  $C$  включается резистор  $R_3$  с небольшим сопротивлением [12].

На рис. 7.7 приведены временные диаграммы, поясняющие работу дифференциатора. Из выражения (7.15) видно, что выходное напряжение дифференциатора пропорционально скорости изменения входного напряжения.

Дифференциаторы нашли применение в информационно-измерительной технике и автоматике в качестве операционных, формирующих и регулирующих устройств.

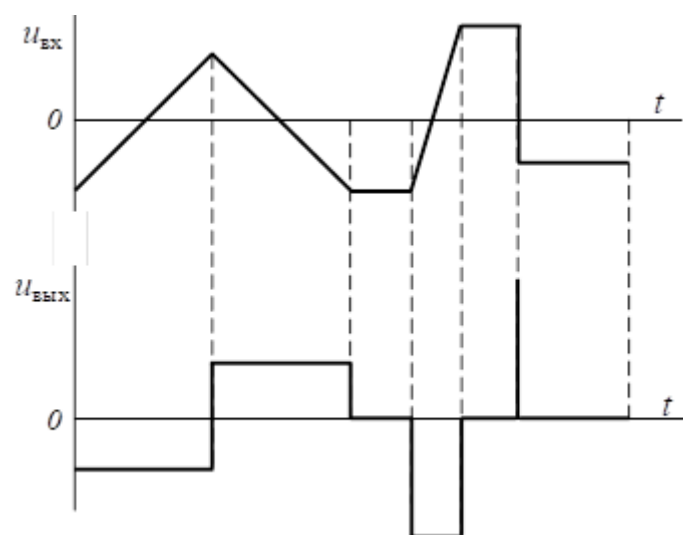


Рис. 7.6. Временные диаграммы, поясняющие работу дифференциатора

## 8 АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ

Активным фильтром называется устройство, построенное на резисторах, конденсаторах и активных элементах, предназначенное для пропускания сигналов в определенной полосе частот и подавления сигналов за пределами этой полосы.

По сравнению с пассивными активные фильтры обладают следующими достоинствами:

- в них используются только резисторы и конденсаторы;
- малые номиналы конденсаторов;
- высокая добротность (крутизна переходных участков АЧХ);
- не вносят существенных потерь;
- невелики по габаритам и массе;
- относительно дешевы.

Активные фильтры имеют и недостатки. Они нуждаются в источнике питания, а их рабочий диапазон ограничен сверху максимальной рабочей частотой ОУ.

Основными параметрами электрических фильтров являются [7]:

1) Частота среза  $f_{\text{ср}}$  или  $\omega_{\text{ср}}$  – это частота, при которой  $K_U$  фильтра падает до уровня 0,707 от  $K_U$  в полосе пропускания (т.е. падает на 3 дБ).

2) Граничная частота  $f_{\text{Г}}$  – это частота, при которой  $K_U$  фильтра на 3 дБ выше, чем в полосе подавления.

3) Полоса пропускания – это полоса частот, в которой сигнал передается без искажений.

4) Полоса подавления – это полоса частот, в которой сигнал подавляется до заданного уровня.

5) Переходный участок – это интервал частот между частотами  $f_{\text{ср}}$  и  $f_{\text{Г}}$ .

6) Добротность  $Q$  – это величина, связывающая среднюю частоту полосы пропускания и ее ширину на уровне 3 дБ и определяемая по формуле:

$$Q = f_0 / (f_{\text{ср}2} - f_{\text{ср}1}) = \sqrt{f_{\text{ср}1} f_{\text{ср}2}} / (f_{\text{ср}2} - f_{\text{ср}1}),$$

где  $f_0 = \sqrt{f_{\text{ср}1} f_{\text{ср}2}}$  – средняя центральная частота;  $f_{\text{ср}1}$  – нижняя частота среза на уровне 3 дБ;  $f_{\text{ср}2}$  – верхняя частота среза на уровне 3 дБ.

7) Коэффициент затухания  $\alpha$  – это величина обратная добротности,  $\alpha = 1/Q$ . Он определяет форму частотной характеристики фильтра, т.е. его тип.



**Классификация активных фильтров.** В зависимости от расположения полосы пропускания и полосы подавления в рабочем диапазоне частот фильтры подразделяются на [21]:

– фильтры низких частот (ФНЧ): полоса пропускания от 0 до  $f_{\text{ср}}$ , полоса подавления от  $f_{\text{г}}$  до максимальной рабочей частоты схемы –  $f_{\text{max}}$ . АЧХ ФНЧ приведена на рис. 8.1. *а*.

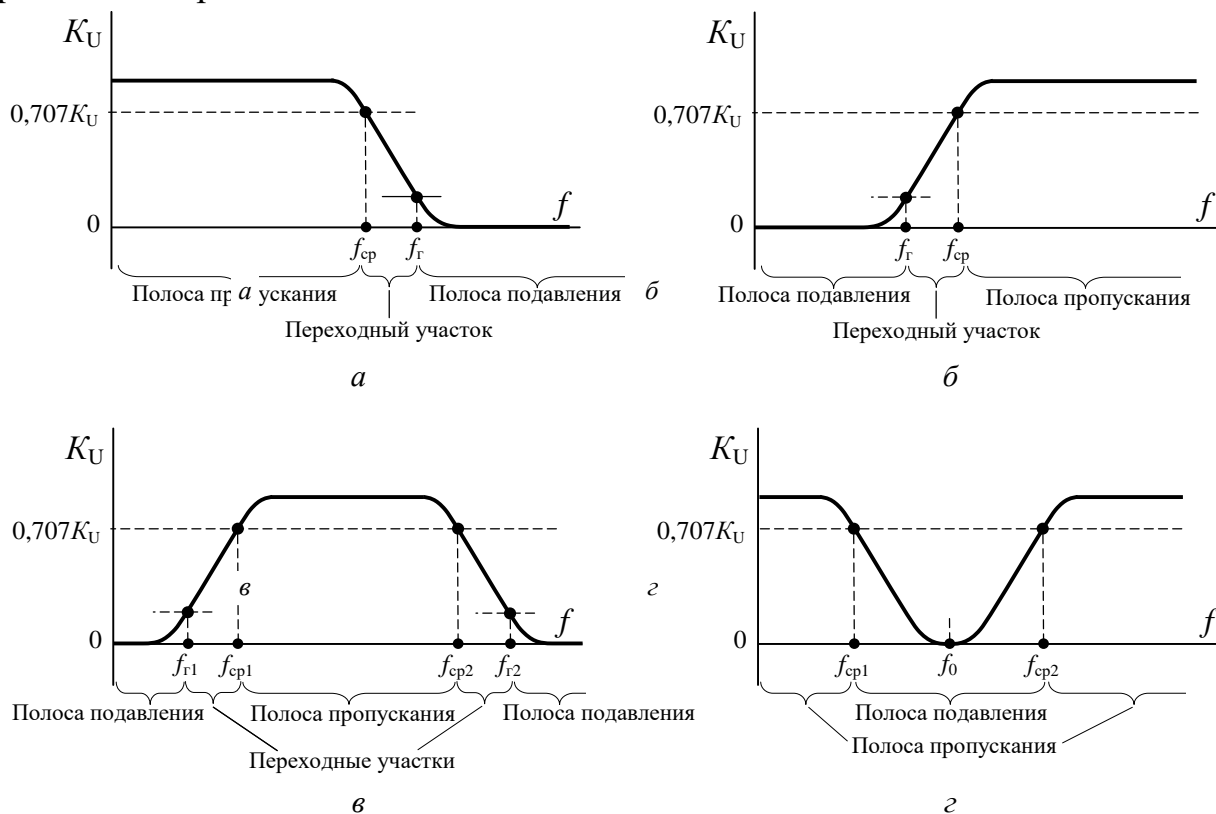


Рис. 8.1. АЧХ фильтров: *а* – фильтра низкой частоты; *б* – фильтра высокой частоты; *в* – полосового фильтра; *г* – режекторного фильтра

– фильтры высоких частот (ФВЧ): полоса пропускания от  $f_{\text{ср}}$  до  $f_{\text{max}}$ , полоса подавления от 0 до  $f_{\text{г}}$ . АЧХ ФВЧ приведена на рис. 8.1. *б*.

– полосовые фильтры (ПФ): полоса пропускания от  $f_{\text{ср1}}$  до  $f_{\text{ср2}}$ , полоса подавления от 0 до  $f_{\text{г1}}$  и от  $f_{\text{г2}}$  до  $f_{\text{max}}$ . АЧХ ПФ приведена на рис. 8.1. *в*.

– режекторные фильтры (РФ): полоса пропускания от 0 до  $f_{\text{ср1}}$  и от  $f_{\text{ср2}}$  до  $f_{\text{max}}$ , полоса подавления от  $f_{\text{ср1}}$  до  $f_{\text{ср2}}$ . АЧХ РФ приведена на рис. 8.1. *г*.

По типу усилительных элементов можно выделить транзисторные фильтры и фильтры на ОУ.

## 9 ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ

На ОУ, как универсальном усилителе, можно построить разнообразные импульсные устройства такие, как компараторы напряжения, триггеры Шмитта, мультивибраторы, одновибраторы и др.

### 9.1 Компаратор напряжения

Компаратором напряжения называется устройство, предназначенное для сравнение измеряемого входного напряжения  $u_{\text{вх}}$  с опорным напряжением  $u_{\text{оп}}$ .

На рис. 9.1 приведены схема, передаточная характеристика и временные диаграммы работы компаратора напряжения на ОУ [18].

Схема компаратора напряжения (рис. 9.1. а) представляет собой ОУ без обратных связей с входными резисторами  $R1$ ,  $R2$ . При этом коэффициент усиления схемы на идеальном ОУ  $K_U = \infty$ , так как отсутствует ООС. В результате выходное напряжение компаратора может принимать только два значения:  $-U_{\text{п}}$  или  $+U_{\text{п}}$ . При равенстве входного  $u_{\text{вх}}$  и опорного  $u_{\text{оп}}$  напряжений происходит скачкообразное изменение полярности выходного напряжения  $u_{\text{вых}}$ .

Алгоритм работы компаратора описывается следующими выражениями:

$$u_{\text{вых}} = -U_{\text{п}} \text{ при } u_{\text{вх}} > u_{\text{оп}};$$

$$u_{\text{вых}} = +U_{\text{п}} \text{ при } u_{\text{вх}} < u_{\text{оп}}.$$

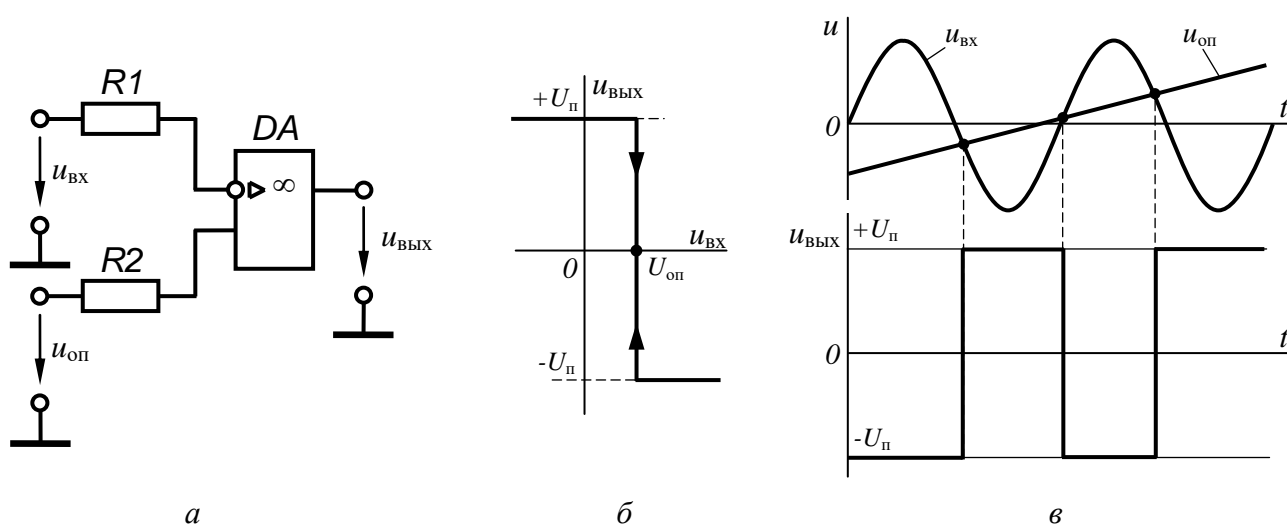


Рис. 9.1. Схема (а), передаточная характеристика (б) и временные диаграммы работы (в)

В схеме с реальным ОУ выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  компаратора принимает значения  $-U_{\text{вых max}}$  или  $+U_{\text{вых max}}$ , а его переключение происходит с некоторой задержкой, определяемой быстродействием ОУ.

Входное напряжение  $u_{\text{вх}}$ , при котором выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  изменяется от  $-U_{\text{п}}$  до  $+U_{\text{п}}$  называется напряжением включения  $U_{\text{вкл}}$ . Входное напряжение  $u_{\text{вх}}$ , при котором выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  изменяется от  $+U_{\text{п}}$  до  $-U_{\text{п}}$  называется напряжением выключения  $U_{\text{выкл}}$ . У компаратора напряжения включения  $U_{\text{вкл}}$  и выключения  $U_{\text{выкл}}$  совпадают и равны опорному напряжению  $U_{\text{оп}}$ . На рис. 9.1. б приведена передаточная характеристики компаратора. На рис. 9.1. в приведены временные диаграммы работы компаратора при линейно изменяющемся  $u_{\text{оп}}$ . Компаратор широко используется для преобразования напряжения произвольной формы в напряжение прямоугольной формы. При этом положение моментов переключения соответствует равенству  $u_{\text{вх}} = u_{\text{оп}}$ . Если входы ОУ поменять местами, то  $u_{\text{вых}}$  поменяет знак.

Из выражения (6.3) для сбалансированной схемы следует  $R1 = R2$ .

Для сравнения сигналов противоположной полярности необходимо их суммировать по одному из входов, а другой вход подключить к общему.

Компараторы являются простейшими аналого-цифровыми преобразователями и занимают промежуточное положение между аналоговыми и цифровыми схемами.

В реальных условиях в момент сравнения напряжений  $u_{\text{вх}}$  и  $u_{\text{оп}}$  в результате наличия в них шумов происходит многократное переключение компаратора, называемое “дребезгом”. В связи с этим выходной сигнал компаратора нельзя непосредственно подавать на вход цифровой схемы, содержащей, например, счетчики, так как это может привести к сбою в работе схемы. Для устранения этого явления в схему компаратора вводится ПОС.

Компараторы напряжения выпускаются в виде специализированных микросхем с выходным напряжением, совместимым с ТТЛ и КМОП логическими уровнями.

Примеры обозначений ИМС компараторов напряжения: К521СА2, К553СА3.

Компараторы напряжения нашли широкое применение в пороговых устройствах, импульсных формирователях и стабилизаторах, аналого-цифровых преобразователях и др.

## 9.2 Триггер Шмитта

Триггер Шмитта (ТШ) – это компаратор с ПОС, у которого напряжения включения  $U_{\text{вкл}}$  и выключения  $U_{\text{выкл}}$  не совпадают. Схема инвертирующего ТШ на ОУ приведена на рис. 9.2. а.

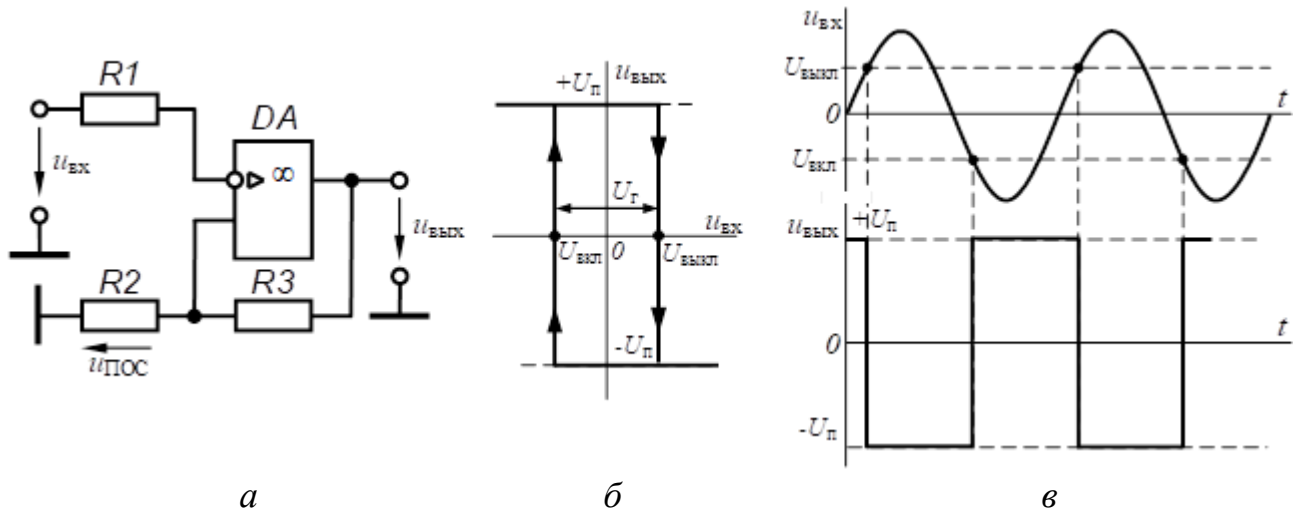


Рис. 9.2. Схема (а), передаточная характеристика (б) и временные диаграммы работы (в)

В схеме ТШ отсутствует ООС, поэтому при идеальном ОУ коэффициент усиления схемы  $K_U = \infty$ . В результате выходное напряжение ТШ может принимать только два значения  $-U_{\text{п}}$  или  $+U_{\text{п}}$ .

ПОС в ТШ организуется с помощью резисторов R2 и R3. Напряжение ПОС определяется выражением:

$$u_{\text{ПОС}} = \frac{u_{\text{вых}} R2}{R2 + R3} = \pm \frac{U_{\text{п}} R2}{R2 + R3}.$$

На рис. 9.2.б приведена передаточная характеристика ТШ. Напряжения включения  $U_{\text{вкл}}$  и выключения  $U_{\text{выкл}}$  определяются следующими выражениями:

$$U_{\text{вкл}} = -\frac{U_{\text{п}} R2}{R2 + R3}; \quad U_{\text{выкл}} = +\frac{U_{\text{п}} R2}{R2 + R3}.$$

Если к инвертирующему входу ОУ приложено достаточно большое отрицательное напряжение  $u_{\text{вх}}$ , то выходное напряжение ТШ будет равно:  $u_{\text{вых}} = +U_{\text{п}}$  (рис. 9.2.б). При этом напряжение на неинвертирующем входе будет положительным и равным:  $u_{\text{ПОС}} = U_{\text{выкл}}$ . При увеличении входного напряжения  $u_{\text{вх}}$  выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  не изменится до тех пор, пока  $u_{\text{вх}} < U_{\text{выкл}}$ . При  $u_{\text{вх}} = U_{\text{выкл}}$  выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  за счёт действия ПОС изменится скачком до  $-U_{\text{п}}$ , а напряжение на неинвертирующем входе станет отрицательным и равным  $u_{\text{ос}} = U_{\text{вкл}}$ . При дальнейшем увеличении  $u_{\text{вх}}$  выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  не изменится.

Если теперь уменьшать  $u_{\text{ВХ}}$ , то выходное напряжение  $u_{\text{ВЫХ}}$  изменится только при  $u_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВКЛ}}$  и скачком возрастет до  $+U_{\text{П}}$ . В результате передаточная характеристика ТШ имеет гистерезис. Напряжение гистерезиса  $U_{\text{Г}}$  составляет:

$$U_{\text{Г}} = U_{\text{ВЫКЛ}} - U_{\text{ВКЛ}} = \frac{U_{\text{П}} R_2}{R_2 + R_3} - \left( -\frac{U_{\text{П}} R_2}{R_2 + R_3} \right) = \frac{2U_{\text{П}} R_2}{R_2 + R_3}.$$

В рассмотренной схеме (9.2. а), входное напряжение ТШ сравнивается с опорным напряжением  $u_{\text{ОП}}$ , равным напряжению  $u_{\text{ПОС}}$ .

В схеме ТШ с реальным ОУ выходное напряжение  $u_{\text{ВЫХ}}$  принимает значения не  $\pm U_{\text{П}}$ , а  $-U_{\text{ВЫХ max}}$  или  $+U_{\text{ВЫХ max}}$ , определяемые типом ОУ.

На рис. 9.2.в приведены временные диаграммы, поясняющие работу ТШ.

Резистор  $R_1$  выбирается из условия (6.3) для сбалансированной схемы:

$$R_1 = R_2 R_3 / (R_2 + R_3).$$

Если подавать входное напряжение на неинвертирующий вход ОУ, то получится схема неинвертирующего ТШ, схема которого приведена на рис. 9.3.а.

ПОС в данном ТШ организуется с помощью резисторов  $R_1$  и  $R_3$ . Напряжение ПОС выделяется на резисторе  $R_1$  и определяется выражением:

$$u_{\text{ОС}} = \frac{(u_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВХ}}) R_1}{R_1 + R_3} = \frac{(\pm U_{\text{П}} - u_{\text{ВХ}}) R_1}{R_1 + R_3}.$$

Определим напряжения включения  $U_{\text{ВКЛ}}$  и выключения  $U_{\text{ВЫКЛ}}$  неинвертирующего ТШ (рис. 9.3.а).

Для входной цепи ТШ запишем следующее выражение:

$$u_{\text{ВХ}} - u_{\text{ОП}} + u_{\text{ОС}} = 0. \quad (9.1)$$

С учётом (10.73), имеем:

$$u_{\text{ВХ}} - u_{\text{ОП}} + \frac{(u_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВХ}}) R_1}{R_1 + R_3} = 0; \quad u_{\text{ВХ}} = \frac{R_1}{R_1 + R_3} u_{\text{ОП}} - \frac{R_1}{R_3} u_{\text{ВЫХ}}. \quad (9.2)$$

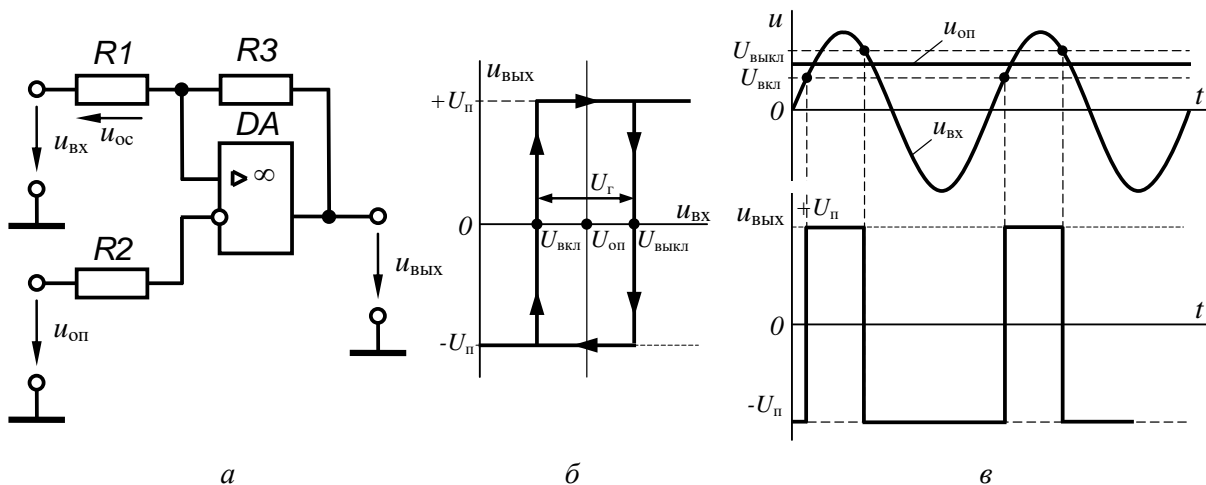


Рис. 9.3. Схема (а), передаточная характеристика (б) и временные диаграммы работы (в) неинвертирующего триггера Шмитта на ОУ

Преобразовав (7.18), получаем:

$$u_{\text{вх}} = u_{\text{оп}} + (u_{\text{оп}} - u_{\text{вых}}) \frac{R1}{R3}.$$

С учетом того, что  $u_{\text{вых}}$  принимает значения  $\pm U_{\text{п}}$ , напряжения включения  $U_{\text{вкл}}$  и выключения  $U_{\text{выкл}}$  ТШ при фиксированном  $U_{\text{оп}}$  определяются следующими выражениями:

$$U_{\text{вкл}} = U_{\text{оп}} + (U_{\text{оп}} - U_{\text{п}}) \frac{R1}{R3}; \quad (9.3)$$

$$U_{\text{выкл}} = U_{\text{оп}} + (U_{\text{оп}} + U_{\text{п}}) \frac{R1}{R3}. \quad (9.4)$$

На рис. 9.3.б приведена передаточная характеристика ТШ. Характеристика сдвинута вправо на величину  $U_{\text{оп}}$ .

В схеме ТШ с реальным ОУ выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  принимает значения не  $\pm U_{\text{п}}$ , а  $-U_{\text{вых max}}$  или  $+U_{\text{вых max}}$ , определяемые типом ОУ.

Резистор  $R2$  выбирается из условия (6.3) для сбалансированной схемы:

$$R2 = R1R3/(R1 + R3).$$

На рис. 9.3. в приведены временные диаграммы, поясняющие работу ТШ.

По сравнению с компаратором ТШ благодаря наличию гистерезиса имеет более высокую помехоустойчивость к шумам и часто применяется для подавления “дребезга”. ПОС увеличивает скорость переключения ТШ.

ТШ выпускаются в виде ИМС. Примеры обозначений ИМС ТШ: К155ТЛ2, К561ТЛ1.

ТШ широко используется в пороговых устройствах, импульсных генераторах, формирователях прямоугольных импульсов и др.

**Задача 18.** В инвертирующем триггере Шмитта (рис. 9.3.а)  $R1 = 5,1 \text{ кОм}$ ,  $R3 = 100 \text{ кОм}$ . Напряжения питания ОУ  $U_{\text{п}}^+ = +14 \text{ В}$ ,  $U_{\text{п}}^- = -13 \text{ В}$ . Чему равны верхний и нижний пороги срабатывания  $U_{\text{вкл}}$  и  $U_{\text{выкл}}$ ? Чему равна ширина зоны гистерезиса? Задачу решить для двух случаев: 1)  $U_{\text{оп}} = 2 \text{ В}$ , 2)  $U_{\text{оп}} = 0 \text{ В}$ .

### Решение

Устройство в виде триггера Шмитта может находиться в двух состояниях  $U_{\text{вых}}^+ = U_{\text{п}}^+$  и  $U_{\text{вых}}^- = U_{\text{п}}^-$ .

При этом, если на выходе ОУ присутствует напряжение  $U_{\text{вых}}^+$ , то с учетом (9.4) имеем:

$$U_{\text{вх}}^+ = U_{\text{выкл}} = \frac{U_{\text{оп}} R3}{R1 + R3} + \frac{U_{\text{п}}^+ R1}{R1 + R3},$$

Если на выходе ОУ присутствует напряжение  $U_{\text{вых}}^-$ , то с учетом (9.3) имеем:

$$U_{\text{вх}}^- = U_{\text{вкл}} = \frac{U_{\text{оп}} R_3}{R_1 + R_3} + \frac{U_{\text{п}}^- R_1}{R_1 + R_3}.$$

Схема переключается из одного состояния в другое, когда напряжение на инвертирующем входе  $U_{\text{инв.вх}} = U_{\text{вх}}$  становится равным напряжению на неинвертирующем входе  $U_{\text{неинв.вх}}$ . Тогда имеем

при  $U_{\text{оп}} = 2 \text{ В}$ ,

$$U_{\text{вх}}^+ = U_{\text{выкл}} = \frac{U_{\text{оп}} R_3}{R_1 + R_3} + \frac{U_{\text{п}}^+ R_1}{R_1 + R_3} = \frac{2 \cdot 100}{5,1 + 100} + \frac{14 \cdot 5,1}{5,1 + 100} = 2,58 \text{ В},$$

$$U_{\text{вх}}^- = U_{\text{вкл}} = \frac{U_{\text{оп}} R_3}{R_1 + R_3} + \frac{U_{\text{п}}^- R_1}{R_1 + R_3} = \frac{2 \cdot 100}{5,1 + 100} + \frac{-13 \cdot 5,1}{5,1 + 100} = 1,27 \text{ В}.$$

Ширина зоны гистерезиса  $U_{\Gamma} = U_{\text{вх}}^+ - U_{\text{вх}}^- = 2,58 - 1,27 = 1,31 \text{ В}$ .

при  $U_{\text{оп}} = 0 \text{ В}$ ,

$$U_{\text{вх}}^+ = U_{\text{выкл}} = \frac{U_{\text{п}}^+ R_1}{R_1 + R_3} = \frac{14 \cdot 5,1}{5,1 + 100} = 0,68 \text{ В},$$

$$U_{\text{вх}}^- = U_{\text{вкл}} = \frac{U_{\text{п}}^- R_1}{R_1 + R_3} = \frac{-13 \cdot 5,1}{5,1 + 100} = -0,63 \text{ В}.$$

Ширина зоны гистерезиса  $U_{\Gamma} = U_{\text{вх}}^+ - U_{\text{вх}}^- = 0,68 - (-0,63) = 1,31 \text{ В}$ .

### 9.3 Мультивибратор

Мультивибратор – это автогенератор периодической последовательности импульсов прямоугольной формы. Мультивибратор работает в режиме самовозбуждения и поэтому не имеет входа.

В состав любого импульсного генератора входят широкополосный усилитель и цепь ПОС, включающая реактивные элементы, чаще всего конденсаторы. Для получения прямоугольных импульсов в импульсном генераторе баланс амплитуд  $\beta K \geq 1$  должен выполняться в широком спектре частот.

#### 9.3.1 Симметричный мультивибратор

На рис. 9.4. а приведена схема симметричного мультивибратора на ОУ. Мультивибратор состоит из ТШ на ОУ  $DA$  с цепью ПОС на резисторах  $R_1$  и  $R_3$  и времязадающей  $RC$  – цепи  $R_2C$ , включенной в цепь ООС.

Принцип действия мультивибратора состоит в периодическом перезаряде конденсатора  $C$  до напряжения включения  $U_{\text{вкл}}$  и выключения  $U_{\text{выкл}}$  под действием выходного напряжения  $u_{\text{вых}}$  ОУ, равного  $\pm U_{\text{п}}$ . Так как основной частью мультивибратора является ТШ, то выходное напряжение мультивибратора может быть равно  $+U_{\text{п}}$  либо  $-U_{\text{п}}$ .

Работа мультивибратора поясняется временными диаграммами, приведенными на рис. 9.4. б.

В исходном состоянии источники питания ОУ отключены:  $+U_{\text{п}} = 0$ ,  $-U_{\text{п}} = 0$ . Конденсатор  $C$  разряжен и  $u_C = 0$ . В момент времени  $t = 0$  производится включение источников питания. При их включении в схеме под действием ПОС развивается случайный лавинообразный процесс, в результате которого на выходе ОУ может установиться либо  $+U_{\text{п}}$  либо  $-U_{\text{п}}$ .

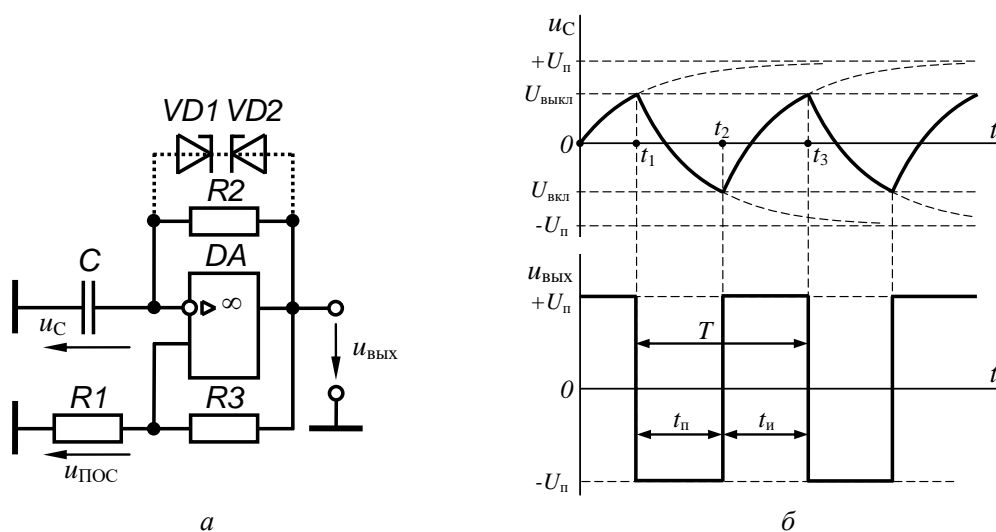


Рис. 9.4. Схема (а) и временные диаграммы работы (б) симметричного мультивибратора на ОУ

Допустим, что в момент времени  $t = 0$  на выходе ОУ установилось напряжение  $+U_{\text{п}}$ . Тогда на неинвертирующем входе ОУ установится напряжение  $u_{\text{ос}}$ , равное напряжению выключения  $U_{\text{выкл}}$ :

$$U_{\text{выкл}} = + \frac{U_{\text{п}} R_2}{R_2 + R_3}.$$

Под действием  $u_{\text{вых}} = +U_{\text{п}}$  начинает заряжаться конденсатор  $C$  через резистор  $R_2$ . При этом напряжение на конденсаторе  $u_C$  растет по экспоненте, стремясь к  $+U_{\text{п}}$ . Как только в момент времени  $t_1$  напряжение  $u_C$  достигнет напряжения  $U_{\text{выкл}}$ , присутствующего на неинвертирующем входе ОУ, ТШ переключится и выходное напряжение мультивибратора изменится скачком до  $-U_{\text{п}}$ . В результате на неинвертирующем входе ОУ установится напряжение  $u_{\text{ПОС}}$ , равное напряжению включения  $U_{\text{вкл}}$ :



$$U_{\text{вкл}} = -\frac{U_{\text{п}} R2}{R2 + R3}.$$

Начиная с момента  $t_1$  под действием  $u_{\text{вых}} = -U_{\text{п}}$  конденсатор  $C$  перезаряжается через резистор  $R2$ . При этом напряжение на конденсаторе  $u_C$  изменяется по экспоненте, стремясь к  $-U_{\text{п}}$ . Но когда в момент  $t_2$  напряжение  $u_C$  на нем станет равным  $U_{\text{вкл}}$ , ТШ переключится и выходное напряжение мультивибратора изменит знак до  $u_{\text{вых}} = +U_{\text{п}}$ . Вновь начинается этап перезаряда конденсатора  $C$  и в момент  $t_2$  происходит очередное срабатывание ТШ. Далее процессы повторяются. В результате на выходе мультивибратора формируется периодическая последовательность прямоугольных импульсов.

Выражение для длительности выходных импульсов  $t_{\text{и}}$  мультивибратора следует из уравнения (9.4):

$$t_{\text{и}} = \tau \ln \frac{U_{\text{п}} - U_{\text{вкл}}}{U_{\text{п}} - U_{\text{выкл}}}, \quad (9.4)$$

где  $\tau = R2C$ .

Подставив в выражение (9.3) напряжения  $U_{\text{вкл}}$  и  $U_{\text{выкл}}$ , получаем:

$$t_{\text{и}} = \tau \ln \frac{U_{\text{п}} - U_{\text{вкл}}}{U_{\text{п}} - U_{\text{выкл}}} = R2C \cdot \ln \frac{1 + R1/(R1 + R3)}{1 - R1/(R1 + R3)} = R2C \cdot \ln \left( 1 + \frac{2R1}{R3} \right).$$

Из временных диаграмм видно, что в рассмотренном мультивибраторе длительность импульсов  $t_{\text{и}}$  равна длительности пауз  $t_{\text{п}}$ , т.е.  $t_{\text{и}} = t_{\text{п}}$ . Такой мультивибратор называется симметричным. При этом частота выходных импульсов определяется по формуле:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2R2C \ln(1 + 2R1/R3)},$$

где  $T = t_{\text{и}} + t_{\text{п}}$ .

В симметричном мультивибраторе скважность выходных импульсов  $Q = 2$ .

Регулирование частоты мультивибратора может осуществляться изменением либо параметров времязадающей  $RC$ -цепи  $R2$  или  $C$ , либо изменением сопротивления одного из резисторов ПОС  $R1$  или  $R3$ .

В схеме мультивибратора с реальным ОУ выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  принимает значения не  $\pm U_{\text{п}}$ , а  $-U_{\text{вых max}}$  или  $+U_{\text{вых max}}$ , определяемые типом ОУ. Причем в довольно часто эти напряжения не равны по величине [16]. В этом случае мультивибратор, выполненный по схеме рис. 9.4. *a* не будет симметричным, т.к.  $t_{\text{и}} \neq t_{\text{п}}$ . Для обеспечения симметричности в практических схемах производится ограничение и выравнивание  $-U_{\text{вых max}}$  и  $+U_{\text{вых max}}$  ОУ с помощью однотипных стабилитронов  $VD1$  и  $VD2$ , включенных последовательно и встречно параллельно резистору  $R2$  (на рис. 9.4. *a* показаны пунктиром). С этой же целью

стабилитроны  $VD1$  и  $VD2$  можно подключить через резистор к выходу ОУ, как это показано в [16]. Применение стабилитронов позволяет также устранить влияние нестабильности напряжения источника питания на амплитуду выходного напряжения мультивибратора.

Из выражения (6.3) для сбалансированной схемы следует выдерживать соотношение:

$$R2 = R1R3/(R1 + R3).$$

**Задача 19.** В схеме мультивибратора (рис.9.4.а)  $R1 = 24 \text{ кОм}$ ,  $R2 = 100 \text{ кОм}$ ,  $R3 = 62 \text{ кОм}$ ,  $C = 50 \text{ нФ}$ ,  $E_1 = |-E_2| = 15 \text{ В}$ . Чему равен период колебаний.

#### Решение

Так как питание схемы симметричное, то период колебаний

$$T = 2R2C \cdot \ln(1 + 2R1/R3) = 2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-9} \ln(1 + 2 \cdot 24 \cdot 10^3 / 62 \cdot 10^3) = 0,0058 \text{ с}.$$

*Если мультивибратор не симметричный, то и есть диод, то*

$$t_{\text{и}} = \tau \ln \frac{U_{\text{п}} - U_{\text{вкл}}}{U_{\text{п}} - U_{\text{выкл}}} = R2C \cdot \ln \frac{1 + R1/(R1 + R3)}{1 - R1/(R1 + R3)} = R2C \cdot \ln \left( 1 + \frac{2R1}{R3} \right).$$

И надо смотреть параллелится или нет.

## 9.4 Одновибратор

Одновибратор – это формирователь одиночного прямоугольного импульса с фиксированной длительностью, возникающего на выходе при поступлении на его вход короткого запускающего импульса. Одновибратор иногда называют ждущим или заторможенным мультивибратором.

На рис. 9.5. а приведена схема одновибратора на ОУ. Одновибратор состоит из: ТШ на ОУ  $DA$  с цепью ПОС на резисторах  $R2$  и  $R4$ ; времязадающей  $RC$ -цепи  $R3C2$ , включенной в цепь ООС; диода  $VD1$ , фиксирующего начальное напряжение на конденсаторе  $C2$  и цепи запуска, состоящей из дифференцирующей  $RC$ -цепи  $R1C1$  и разделительного диода  $VD2$ .

На рис. 9.5. б приведены временные диаграммы, поясняющие работу одновибратора. Работу одновибратора можно разделить на три этапа.

I-ый этап (исходное состояние, “ждущий” этап) от  $t = 0$  до  $t_1$ . На этом этапе отсутствует входной импульс, т.е.  $u_{\text{вх}} = 0$ , конденсатор  $C1$  разряжен, а выходное напряжение  $u_{\text{вых}} = -U_{\text{п}}$ . В схеме протекает ток ждущего режима  $i_{\text{жд}}$  по цепи: “общий” – диод  $VD1$  – резистор  $R3$  – “ $-U_{\text{п}}$ ” (выход). Протекающий через идеальный диод ток  $i_{\text{жд}}$  не создает на нем падения напряжения. В результате напряжение  $u_C$  на конденсаторе  $C$  поддерживается (фиксируется) на нулевом

уровне, т.е.  $u_C = 0$ . Так как  $u_{\text{ПОС}} < u_C$ , то на выходе поддерживается напряжение  $u_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{П}}$ . Напряжение  $u_{\text{ПОС}}$  определяется выражением:

$$u_{\text{ПОС}} = U_{\text{ВКЛ}} = \frac{(-U_{\text{П}})R1R2/(R1 + R2)}{R4 + R1R2/(R1 + R2)} = -\frac{U_{\text{П}}R1R2}{R1R4 + R2R4 + R1R2}.$$

Это состояние одновибратора устойчиво и может длиться сколько угодно долго, пока не придет запускающий импульс.

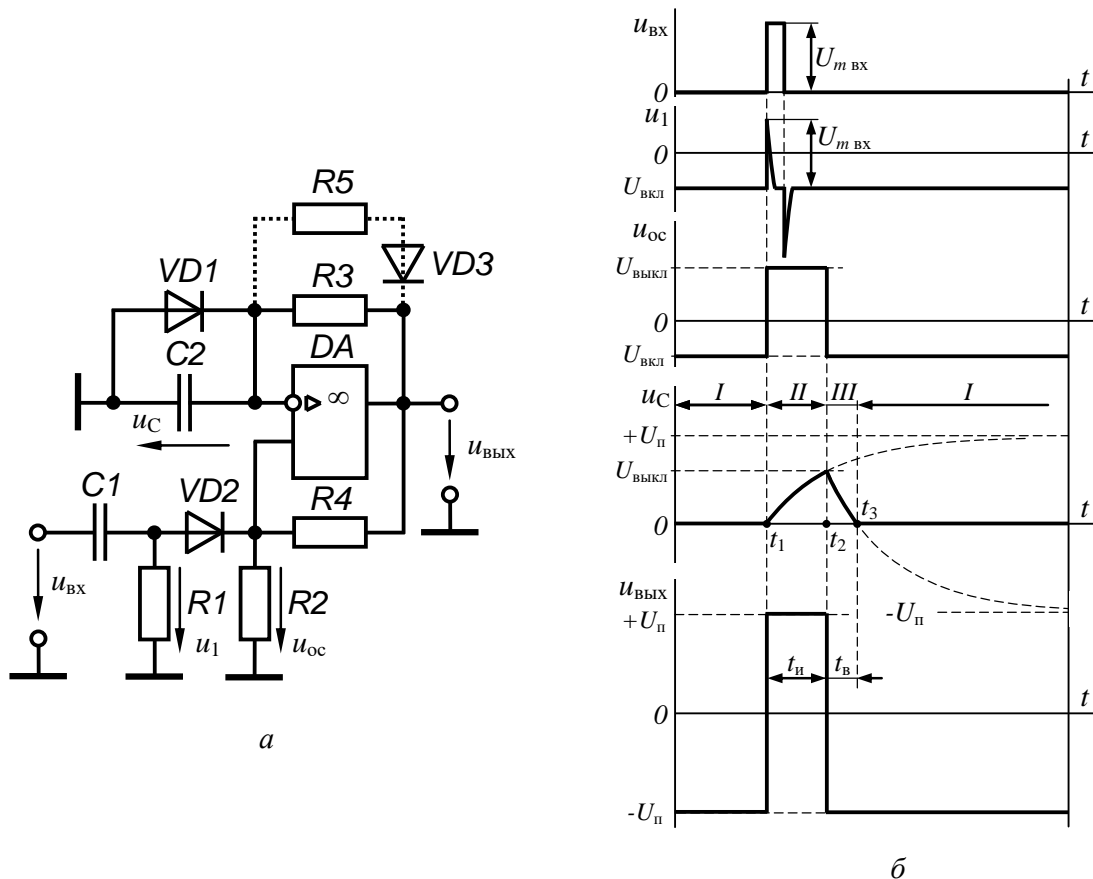


Рис. 9.5. Схема (а) и временные диаграммы работы (б) одновибратора на ОУ

II-ой этап (этап формирования импульса) от  $t_1$  до  $t_2$ . В момент времени  $t_1$  на вход одновибратора подается запускающий импульс, который дифференцируется (укорачивается)  $RC$ -цепью  $R3C2$ . Положительный импульс полученного сигнала, выделенный диодом  $VD2$ , поступает на неинвертирующий вход ОУ. Непременным условием получения положительного импульса запуска одновибратора после прохождения входным импульсом цепи запуска является  $U_{m\text{ВХ}} > |U_{\text{ВКЛ}}|$ . Напряжение на неинвертирующем входе ОУ становится положительным. А, так как на инвертирующем входе сохраняется напряжение  $u_C = 0$ , то ТШ переключится и напряжение на выходе одновибратора достигнет  $u_{\text{ВЫХ}} = +U_{\text{П}}$ . В результате формируется фронт выходного импульса. На этом эта-

необходимость в поддержании положительного напряжения на неинвертирующем входе отпадает, так как это состояние поддерживается положительным напряжением  $u_{\text{ПОС}}$ , равным напряжению выключения  $U_{\text{ВЫКЛ}}$ :

$$U_{\text{ВЫКЛ}} = +\frac{U_{\text{П}}R2}{R2 + R4}.$$

Поэтому входной импульс может быть довольно коротким.

Начиная с момента времени  $t_1$  под действием  $u_{\text{ВЫХ}} = +U_{\text{П}}$  начинает заряжаться конденсатор  $C2$  через резистор  $R3$ . При этом напряжение на конденсаторе  $u_C$  растет по экспоненте, стремясь к  $+U_{\text{П}}$ . Как только в момент времени  $t_2$  напряжение  $u_C$  достигнет напряжения  $U_{\text{ВЫКЛ}}$ , присутствующего на неинвертирующем входе ОУ, ТШ переключится и выходное напряжение мультивибратора изменится скачком до  $-U_{\text{П}}$ . В результате формируется спад (срез) выходного импульса, а на неинвертирующем входе ОУ установится напряжение  $u_{\text{ПОС}}$ , равное напряжению включения  $U_{\text{ВКЛ}}$ .

Длительность импульса, сформированного одновибратором, определяется по формуле:

$$t_{\text{и}} = \tau \ln \frac{U_{\text{П}}}{U_{\text{П}} - U_{\text{ВЫКЛ}}} = R3C2 \cdot \ln \frac{1}{1 - R2/(R2 + R4)} = R3C2 \cdot \ln \left( 1 + \frac{R2}{R4} \right).$$

III-ий этап (этап восстановления исходного состояния) от  $t_2$  до  $t_3$ . Начиная с этого момента  $t_2$  под действием  $u_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{П}}$  конденсатор  $C2$  перезаряжается через резистор  $R3$ . При этом напряжение на конденсаторе  $u_C$  изменяется по экспоненте, стремясь к  $-U_{\text{П}}$ . Но когда в момент  $t_3$  напряжение  $u_C$  на нем станет равным нулю, откроется диод  $VD1$ , и схема придет в исходное состояние. В момент времени  $t_3$  стадия восстановления завершается, одновибратор переходит в ждущий режим и готов к приходу нового импульса.

Длительность  $t_{\text{в}}$  этапа восстановления определяется выражением:

$$\begin{aligned} t_{\text{в}} &= \tau \ln \frac{-U_{\text{П}} - U_{\text{ВЫКЛ}}}{-U_{\text{П}}} = R3C2 \cdot \ln \frac{-1 - R2/(R2 + R4)}{-1} = \\ &= R3C2 \cdot \ln \left( \frac{2R2 + R4}{R2 + R4} \right). \end{aligned}$$

Важно отметить, что запрещается подавать запускающий импульс на вход одновибратора в течение этапа восстановления, так как одновибратор может либо не запуститься, либо длительность его выходного импульса будет непредсказуемой.

С целью сокращения длительности этапа восстановления часто в схеме одновибратора предусматривается дополнительная цепь (показана пунктиром), состоящая из резистора  $R5$  и диода  $VD3$ . Причем резистор  $R5$  выбирается с

меньшим сопротивлением, чем  $R3$ . В результате конденсатор  $C2$  в течение этапа восстановления разряжается быстрее.

Регулирование длительности импульса  $t_{\text{и}}$  одновибратора может осуществляться изменением либо параметров вреязадающей  $RC$ -цепи  $R3$  или  $C2$ , либо изменением сопротивления одного из резисторов ПОС  $R2$  или  $R4$ .

При использовании одновибраторов следует иметь в виду, что схемы с ПОС имеют низкую помехоустойчивость, поэтому амплитуда входного импульса должна быть достаточно большой, чтобы обеспечить переключение ТШ в начале этапа формирования импульса [5].

Одновибраторы выпускаются в интегральном исполнении, только не аналоговых, а цифровых ИМС, например, К155АГ1.

Одновибраторы нашли широкое применение в различных электронных устройствах в качестве формирователей импульсов и элементов временной задержки.

Схемы мультивибраторов и одновибраторов могут быть построены на специализированной ИМС таймера, например, КР1006ВИ1 [20].

Импульсные устройства нашли широкое применение в современной электронике. На базе импульсных устройств выполняются системы управления и регулирования, устройства измерения и отображения информации и др.

**Задача 19.** В схеме одновибратора (рис. 9.5.а.)  $R2 = 30 \text{ кОм}$ ,  $R4 = 75 \text{ кОм}$ ,  $R3 = 51 \text{ кОм}$ ,  $C2 = 10 \text{ нФ}$ . Найти длительность импульса и время восстановления.

#### Решение

1. Длительность импульса, сформированного одновибратором, определяется по формуле:

$$t_{\text{и}} = R3C2 \cdot \ln\left(1 + \frac{R2}{R4}\right) = 51 \cdot 10^3 \cdot 10^{-8} \cdot \ln\left(1 + \frac{30 \cdot 10^3}{75 \cdot 10^3}\right) = 0,00171 \text{ с.}$$

2. Время восстановления

$$t_{\text{в}} = R3C2 \cdot \ln\left(\frac{2R2 + R4}{R2 + R4}\right) = 51 \cdot 10^3 \cdot 10^{-8} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot 30 + 75}{30 + 75}\right) = 1,28 \cdot 10^{-5} \text{ с.}$$

**Задача.** Чему должна быть равна амплитуда запускающих импульсов одновибратора для схемы на рис. 9.5.а, если  $U_{\text{п}} = \pm 15 \text{ В}$ .

#### Решение

Запускающий импульс  $U_{\text{зап}}$  должен быть положительным и превышать по модулю напряжение  $U_{\text{вкл}}$  триггера Шмитта на инвертирующем входе ОУ

$$U_{\text{зап}} = |U_{\text{вкл}}| > \frac{+U_{\text{п}}R2}{R2 + R4} = 15 \frac{30}{30 + 75} > 43 \text{ В.}$$

## 10 ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ

Генератором гармонических (синусоидальных) колебаний называется устройство, преобразующее энергию источника постоянного тока в энергию электромагнитных колебаний синусоидальной формы требуемой частоты и мощности.

Генераторы гармонических колебаний классифицируются по ряду признаков, основными из которых являются частота и способ возбуждения [11].

В зависимости от частоты генераторы подразделяют на низкочастотные (0,01-100 кГц), высокочастотные (0,1-100 МГц), и сверхвысокочастотные (свыше 100 МГц). По способу возбуждения различают генераторы с независимым внешним возбуждением и генераторы с самовозбуждением или автогенераторы. Генераторы с независимым внешним возбуждением представляют собой усилители мощности с соответствующим частотным диапазоном, на вход которого подаются сигналы от автогенераторов.

Для получения синусоидальных колебаний на выходе автогенератора должны выполняться определенные условия, называемые условиями самовозбуждения.

### 10.1 Условия самовозбуждения автогенераторов

Структурная схема автогенератора приведена на рис. 10.1.

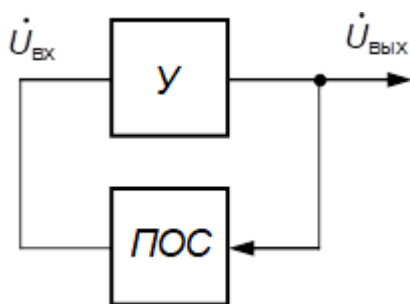


Рис. 10.1. Структурная схема автогенератора:  $У$  – усилитель;  
ПОС – цепь положительной обратной связи

Автогенератор состоит из усилителя  $У$  с коэффициентом усиления  $\underline{K}$  и цепи ПОС с коэффициентом обратной связи  $\underline{\beta}$ . Коэффициенты  $\underline{K}$  и  $\underline{\beta}$  являются комплексными величинами, зависящими от частоты.

Как видно из структурной схемы, автогенератор не имеет входа, а его входным напряжением является напряжение обратной связи, снимаемое с цепи ПОС. При этом при включении источника питания на выходе автогенератора будет формироваться переменное напряжение определенной частоты, формы и амплитуды.

Для структурной схемы (рис. 10.1) составляем следующую систему уравнений в комплексной форме:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}} &= \underline{K} U_{\text{ВХ}}; \\ U_{\text{ВХ}} &= \underline{\beta} U_{\text{ВЫХ}}. \end{aligned} \right\} \quad (10.1)$$

Решая систему уравнений (10.1), имеем:

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}} &= \underline{\beta} \underline{K} U_{\text{ВХ}}; \\ \underline{\beta} \underline{K} &= 1 \quad \text{или} \quad \beta e^{j\psi} K e^{j\varphi} = 1, \end{aligned}$$

откуда получаем условия самовозбуждения:

1.  $\beta K = 1$  – баланс амплитуд; для получения устойчивых колебаний принимают  $\beta K \geq 1$ .

2.  $\psi + \varphi = 0^\circ, 360^\circ$  и т.д. – баланс фаз,

где  $\psi$  – угол сдвига фазы при прохождении сигналом цепи ПОС;  $\varphi$  – угол сдвига фазы при прохождении сигналом усилителя.

В генераторах гармонических сигналов цепь ПОС выполняется таким образом, чтобы условия баланса амплитуд и баланса фаз выполнялись только на одной частоте.

## 10.2 Автогенератор с фазосдвигающей RC-цепью

В таких автогенераторах в качестве цепи ПОС используются различные RC-цепи. Рассмотрим автогенератор с трехзвенной фазосдвигающей RC-цепью, изображенной на рис. 10.2.

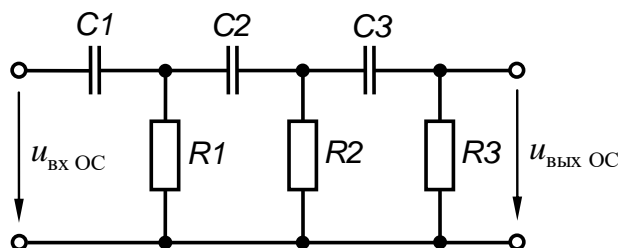


Рис. 10.2. Схема трёхзвенной фазосдвигающей RC-цепи

Коэффициент передачи  $\underline{\beta}$  фазосдвигающей RC-цепи (рис.10.2) является комплексной величиной и определяется выражением:

$$\underline{\beta} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ.ОС}}}{\dot{U}_{\text{ВХ.ОС}}} = \frac{\underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_4 \cdot R}{\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_3 \cdot \underline{Z}_5}. \quad (10.2)$$

Согласно рис. 10.2 сопротивления, входящие в формулу (10.2), с учетом того, что обычно  $R1 = R2 = R3 = R$  и  $C1 = C2 = C3 = C$ , описываются следующими уравнениями:

$$\begin{aligned}\underline{Z5} &= R3 - jX_{C3} = R - jX_C; \\ \underline{Z4} &= \frac{R2 \cdot \underline{Z5}}{R2 + \underline{Z5}} = \frac{R(R - jX_C)}{2R - jX_C}; \\ \underline{Z3} &= \underline{Z4} - jX_{C2} = \frac{R^2 - 3jX_C R - X_C^2}{2R - jX_C}; \\ \underline{Z2} &= \frac{R1 \cdot \underline{Z3}}{R1 + \underline{Z3}} = \frac{R(R^2 - 3jX_C R - X_C^2)}{3R^2 - 4jX_C R - X_C^2}; \\ \underline{Z1} &= \underline{Z2} - jX_{C1} = \frac{R^3 - 6jX_C R^2 - 5X_C^2 R + jX_C^3}{3R^2 - 4jX_C R - X_C^2}.\end{aligned}$$

После подстановки в (10.2) и сокращений, имеем:

$$\underline{\beta} = \frac{R^3}{R^3 - 6jX_C R^2 - 5X_C^2 R + jX_C^3}.$$

Коэффициент передачи  $\underline{\beta}$  будет вещественным на частоте квазирезонанса  $\omega_0$ , когда:

$$\begin{aligned}-6jX_C R^2 + jX_C^3 &= 0. \\ 6R^2 &= X_C^2; \\ 6R^2 &= \left(\frac{1}{\omega_0 C}\right)^2.\end{aligned}$$

Отсюда:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6RC}}.$$

В результате частота квазирезонанса  $f_0$  определяется выражением:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}}.$$

Частота квазирезонанса  $f_0$  – это частота, на которой будет генерировать автогенератор, построенный на основе этой цепи *ПОС*.

Тогда, с учетом того, что  $6R^2 = X_C^2$ , имеем:

$$\beta = \frac{R^3}{R^3 - 5X_C^2 R} = \frac{1}{1 - 30} = -\frac{1}{29}.$$

Таким образом, на частоте квазирезонанса  $f_0$  рассмотренная фазосдвигающая *RC*-цепь (рис.10.2) имеет следующие параметры:



$$\beta = \frac{1}{29}; \quad \psi = 180^\circ.$$

На рис. 10.3 приведены амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики фазосдвигающей  $RC$ -цепи.

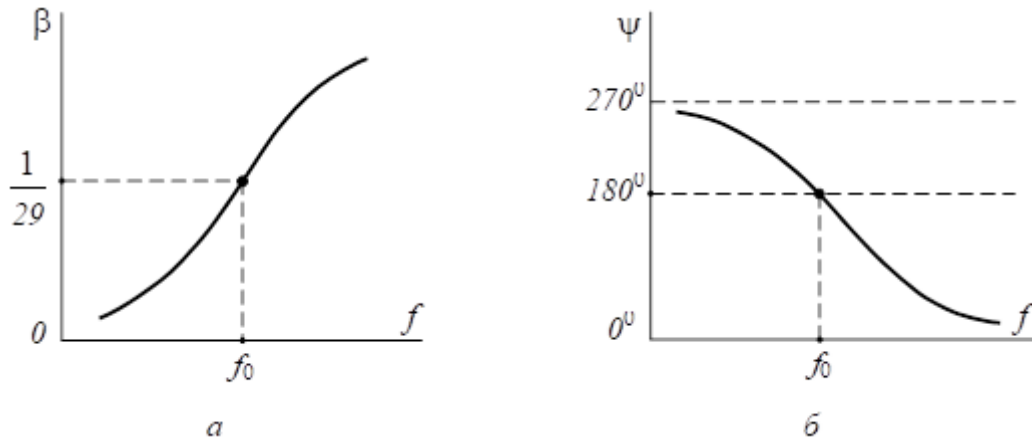


Рис. 10.3. Амплитудно-частотная (а) и фазо-частотная (б) характеристики фазосдвигающей  $RC$ -цепи

Из условий самовозбуждения имеем:

- из  $\beta K \geq 1 \rightarrow K \geq 29$ , т.к.  $\beta = \frac{1}{29}$ ;
- из  $\psi + \varphi = 0^\circ \rightarrow \varphi = -180^\circ$ , т.к.  $\psi = 180^\circ$ .

Следовательно, для построения автогенератора на основе фазосдвигающей  $RC$ -цепи (рис.10.3) требуется инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления  $K \geq 29$ . При  $K < 29$  колебания будут затухающими, а при  $K > 29$  колебания будут нарастающими, причем форма выходного напряжения будет сильно искажена. Устойчивые синусоидальные колебания могут быть получены только при  $K = 29$ . Для выполнения этого условия необходимо использовать усилитель с нелинейной ООС для стабилизации амплитуды выходного напряжения.

Схема автогенератора с фазосдвигающей  $RC$ -цепью приведена на рис. 10.106. Автогенератор состоит из инвертирующего усилителя на ОУ  $DA$  и резисторах  $R4$ - $R6$  и трёхзвенной фазосдвигающей  $RC$ -цепи на резисторах  $R1$ - $R3$  и конденсаторах  $C1$ - $C3$ .

Сопротивления резисторов  $R4$ - $R6$  выбирают из следующих соотношений:

$$|K| = \frac{R5 + R6}{R4} \geq 29. \quad (10.3)$$

Нелинейная ООС в схеме автогенератора реализуется при помощи терморезистора  $R6$  с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления

(термистора), предназначенного для стабилизации амплитуды выходного напряжения.

Стабилизация амплитуды происходит следующим образом. Допустим, что под воздействием каких-то дестабилизирующих факторов увеличилась амплитуда выходного напряжения. При этом увеличится ток, протекающий через терморезистор  $R_6$ , его температура увеличится, а его сопротивление уменьшится. Коэффициент усиления  $K$ , определяемый по формуле (10.3) также уменьшится, что приведет к уменьшению выходного напряжения. В результате амплитуда выходного напряжения стабилизируется на определенном уровне.

Частота  $f_0$  выходных колебаний автогенератора (рис.10.4) определяется частотой квазирезонанса:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC},$$

где  $C = C_1 = C_2 = C_3$ ;  $R = R_1 = R_2 = \frac{R_3R_4}{R_3 + R_4}$ .

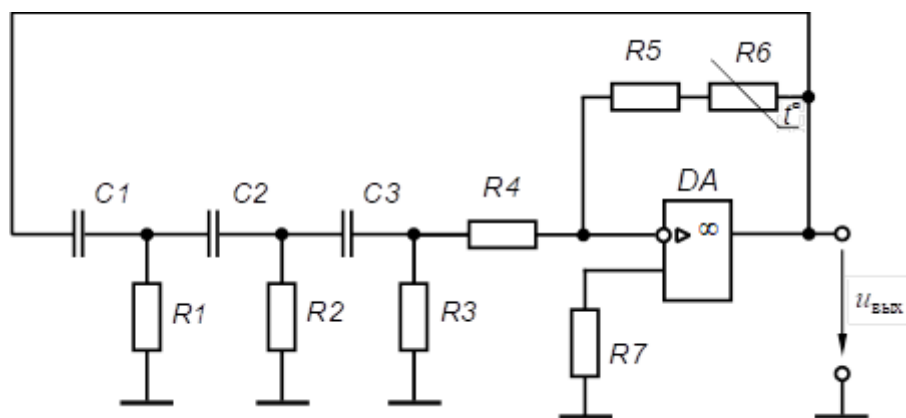


Рис. 10.4. Схема автогенератора с фазосдвигающей  $RC$ -цепью

Обычно частоту автогенератора изменяют одновременным изменением емкости конденсаторов  $C_1$ - $C_3$ .

В практических схемах автогенератора резистор  $R_3$  может отсутствовать, а вместо резистора  $R_4$  устанавливается эквивалентный резистор, сопротивление которого выбирается из расчета:

$$R_{\text{экв}} = \frac{R_3R_4}{R_3 + R_4}.$$

Сопротивление резистора  $R_7$  выбирается из условия (6.3) сбалансированности схемы по постоянному току:

$$R_7 = \frac{(R_3 + R_4)(R_5 + R_6)}{R_3 + R_4 + R_5 + R_6}.$$

Недостатком автогенератора с фазосдвигающей  $RC$ -цепью является значительное искажение формы генерируемых колебаний, вызванное тем, что условия самовозбуждения выполняются для гармоник с частотой, близкой к частоте квазирезонанса  $f_0$ . Это объясняется отсутствием строгой избирательности к основной частоте  $\Gamma$ -образных  $RC$ -цепей [11].

Улучшение формы генерируемых синусоидальных колебаний достигается применением в качестве ПОС избирательных  $RC$ -цепей, например, моста Вина или двойного  $T$ -образного моста.

### 10.3 Автогенератор с мостом Вина

В данном автогенераторе в качестве цепи  $ПОС$  используется мост Вина (рис. 10.5.а).

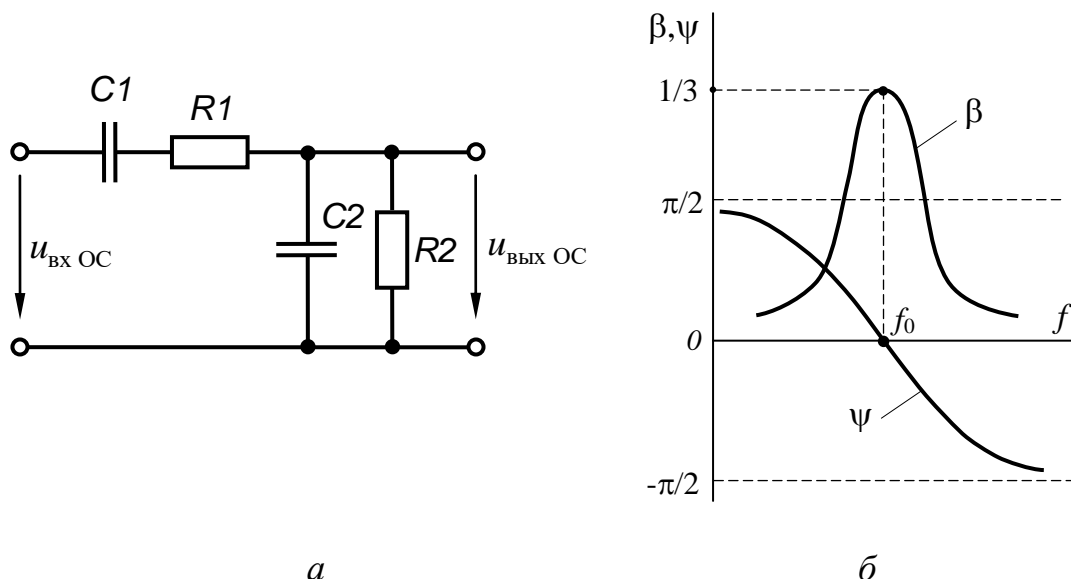


Рис. 10.5. Схема моста Вина (а) и его характеристики (б)

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики моста Вина, приведены на рис. 10.5. б. Из характеристик видно, что на частоте квазирезонанса  $f_0$  мост Вина имеет следующие параметры:

$$\beta = \frac{1}{3}; \quad \psi = 0^0.$$

Тогда из условий самовозбуждения имеем:

- из  $\beta K \geq 1 \rightarrow K \geq 3$ , т.к.  $\beta = \frac{1}{3}$ ;
- из  $\psi + \varphi = 0^0 \rightarrow \varphi = 0^0$ , т.к.  $\psi = 0^0$ .

Следовательно, для построения автогенератора с мостом Вина требуется неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления  $K \geq 3$ . Устойчивые синусоидальные колебания могут быть получены только при  $K = 3$ . Для выпол-

нения этого условия необходимо использовать усилитель с нелинейной ООС для стабилизации амплитуды выходного напряжения.

Схема автогенератора с мостом Вина на ОУ приведена на рис. 10.6.

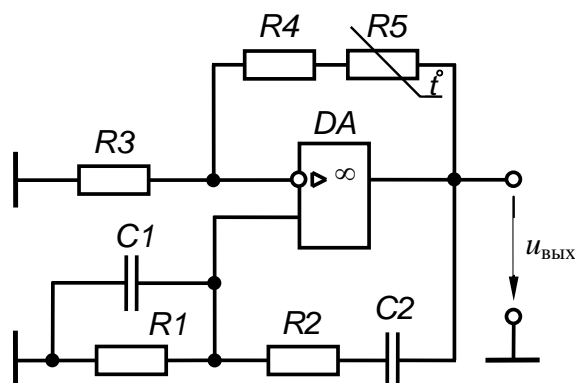


Рис. 10.6. Схема автогенератора с мостом Вина

Автогенератор (рис. 10.6) состоит из неинвертирующего усилителя на ОУ  $DA$  и резисторах  $R3$ - $R5$  и моста Вина на резисторах  $R1$ ,  $R2$  и конденсаторах  $C1$ ,  $C2$ .

Сопротивления резисторов  $R3$ - $R5$  выбираются из следующих соотношений:

$$K = \frac{R4 + R5}{R3} + 1 \geq 3 \quad \text{или} \quad K = \frac{R4 + R5}{R3} \geq 2.$$

Нелинейная ООС в схеме автогенератора реализуется при помощи терморезистора  $R5$  с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления (термистора), предназначенного для стабилизации амплитуды выходного напряжения.

Процесс стабилизации амплитуды рассмотрен в схеме автогенератора с фазосдвигающей  $RC$ -цепью. Для стабилизации амплитуды выходного напряжения в схеме (рис. 10.6) часто вместо резистора  $R3$  устанавливается миниатюрная лампа накаливания, имеющая положительный температурный коэффициент сопротивления и нелинейную характеристику.

Частота выходных колебаний данного автогенератора определяется частотой квазирезонанса моста Вина:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC},$$

где  $C = C1 = C2$ ;  $R = R1 = R2$ .

Изменять частоту автогенератора можно одновременным изменением емкости конденсаторов  $C1$ ,  $C2$  или сопротивления резисторов  $R1$ ,  $R2$ .

Для выполнения условия (6.3) сбалансированности схемы по постоянному току необходимо выдерживать следующее соотношение:

$$R1 = \frac{R3(R4 + R5)}{R3 + R4 + R5}.$$

Генераторы гармонических колебаний широко применяются во многих измерительных приборах и системах. Их используют в приборах контроля состава и качества различных веществ, установках для высокочастотного нагрева металлов, сушки и сварки диэлектриков, химической обработки изделий и т.д.

**Задача 20.** В схеме мостового генератора Вина (рис. 10.6) известно  $R3 = 6,8 \text{ кОм}$ ,  $R4 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R5 = 0 \text{ кОм}$ ,  $R1 = R2 = 10 \text{ кОм}$ ,  $C1 = C2 = 0,1 \text{ мкФ}$ . Чему равна частота колебаний генератора?

### Решение

При расчете схемы в первую очередь проверим, а возникнут в ней колебания или нет? Для этого вычислим коэффициент усиления ОУ

$$K_{\text{ОУ}} = 1 + \frac{R4}{R3} = 1 + \frac{10}{6,8} = 1 + 1,47 \approx 2,5 < 3.$$

Таким образом, колебания на выходе генератора возникнут.

### 2. Частота колебаний

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 160 \text{ Гц}.$$

## 11 ЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЦИФРОВОЙ ТЕХНИКИ

Все цифровые устройства построены на элементах, которые выполняют те или иные логические операции. Для формального описания логической стороны процессов в цифровых устройствах используется алгебра логики (АЛ).

АЛ оперирует с двоичными переменными, которые условно обозначаются, как логический нуль (лог.0) и логическая единица (лог.1). Между обычной, привычной нам алгеброй и АЛ имеются существенные различия в отношении количества и характера операций, а также законов, которым они подчиняются.

### 11.1 Логические функции и законы алгебры логики

Функция от двоичных переменных называется логической, или булевой (по имени автора английского математика Дж. Буля), если она, также как и ее аргументы, принимает только два значения: лог.0 и лог.1. Для задания логической функции (ЛФ) обычно используются два способа: аналитический (запись формулой) и табличный [22].

При табличном способе строится так называемая таблица истинности, в которой приводятся все возможные сочетания значений аргументов и соответствующие им значения логической функции. Так как число таких сочетаний конечно, таблица истинности позволяет определять значение функции для любых значений аргументов.

Число возможных наборов  $n$  аргументов составляет  $2^n$ , а число различных функций составляет  $2^{2^n}$ . Так для одного аргумента различных ЛФ будет 4, для двух – 16 и т.д. В табл. 11.1 приведены логические функции одной переменной.

Таблица 11.1.

ЛФ одной переменной

Обозначение	Наименование	$x$	
		0	1
$f_1 = 0$	Константа 0	0	0
$f_1 = x$	Повторение	0	1
$f_1 = \bar{x}$	Инверсия	1	0
$f_1 = 1$	Константа 1	1	1

Аналитический способ представления ЛФ предполагает ее запись в виде математического выражения  $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ , в котором аргументы ЛФ связываются определенными математическими (логическими) операциями.

Простейших логических операций три: отрицание (инверсия, операция НЕ), логическое сложение (дизъюнкция, операция ИЛИ) и логическое умножение (конъюнкция, операция И). Более сложные логические преобразования можно свести к указанным операциям.

Рассмотрим логические выражения и таблицы истинности основных логических операций для двух аргументов.

1) Логическое сложение (дизъюнкция), операция ИЛИ:

$$y = x_1 + x_2 = x_1 \vee x_2.$$

2) Логическое умножение (конъюнкция), операция И:

$$y = x_1 \cdot x_2 = x_1 \wedge x_2.$$

3) Отрицание (инверсия), операция НЕ:

$$y = \bar{x}.$$

4) Операция (стрелка) Пирса, ИЛИ-НЕ:

$$y = \overline{x_1 \vee x_2}.$$

5) Операция (штрих) Шеффера, И-НЕ:

$$y = \overline{x_1 \cdot x_2}.$$

6) Операция эквивалентность, равнозначность:

$$y = x_1 \sim x_2.$$

7) Операция неэквивалентность, неравнозначность, Исключающее ИЛИ:

$$y = x_1 \oplus x_2.$$

Результаты основных логических операций для двух аргументов приведены в таблице истинности (табл. 11.2).

Таблица 11.2.

Таблица истинности основных логических операций

$x_1$	$x_2$	$y$						
		ИЛИ	И	НЕ	ИЛИ-НЕ	И-НЕ	Экв.	Искл.ИЛИ
0	0	0	0	1	1	1	1	0
1	0	1	0	-	0	1	0	1
0	1	1	0	-	0	1	0	1
1	1	1	1	0	0	0	1	0

АЛ базируется на нескольких аксиомах, из которых выводят основные законы АЛ для преобразований с двоичными переменными. Каждая аксиома представляется в двух видах, что вытекает из принципа дуальности (двойствен-

ности) логических операций, согласно которому операции дизъюнкции и конъюнкции допускают взаимную замену, если поменять лог.1 на лог.0, лог.0 на лог.1, знак  $\vee$  на  $\cdot$ , а  $\cdot$  на  $\vee$ .

Аксиомы операции отрицания:  $\bar{0} = 1, \bar{1} = 0$ .

Аксиомы операций дизъюнкции и конъюнкции:

- 1)  $1 \vee 1 = 1; \quad 0 \cdot 0 = 0.$
- 2)  $0 \vee 1 = 1 \vee 0 = 1; \quad 1 \cdot 0 = 0 \cdot 1 = 0.$
- 3)  $0 \vee 0 = 0; \quad 1 \cdot 1 = 1.$

Законы АЛ вытекают из аксиом и также имеют две формы выражения: для дизъюнкций и конъюнкций. Рассмотрим законы АЛ [5].

1) Переместительный закон:

$$x_1 \vee x_2 = x_2 \vee x_1; \quad x_1 \cdot x_2 = x_2 \cdot x_1.$$

2) Сочетательный закон:

$$x_1 \vee (x_2 \vee x_3) = (x_1 \vee x_2) \vee x_3 = x_1 \vee x_2 \vee x_3;$$

$$x_1 \cdot (x_2 \cdot x_3) = (x_1 \cdot x_2) \cdot x_3 = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3.$$

3) Закон повторения (тавтологии):

$$x \vee x = x; \quad x \cdot x = x.$$

4) Закон обращения:

$$\text{если } x_1 = x_2, \text{ то } \bar{x}_1 = \bar{x}_2.$$

5) Закон двойной инверсии (двойного отрицания):

$$\bar{\bar{x}} = x.$$

6) Закон нулевого множества:

$$x \vee 0 = x; \quad x \cdot 0 = 0.$$

7) Закон универсального множества:

$$x \vee 1 = 1; \quad x \cdot 1 = x.$$

8) Закон дополнительности:

$$x \vee \bar{x} = 1; \quad x \cdot \bar{x} = 0.$$

9) Распределительный закон:

$$x_1 \vee (x_2 \cdot x_3) = (x_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee x_3); \quad x_1 \cdot (x_2 \vee x_3) = x_1 \cdot x_2 \vee x_1 \cdot x_3.$$

10) Закон поглощения:

$$x_1 \cdot (x_1 \vee x_2) = x_1; \quad x_1 \vee x_1 \cdot x_2 = (x_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee x_3).$$

11) Закон склеивания:

$$x_1 \cdot x_2 \vee x_1 \cdot \bar{x}_2 = x_1; \quad (x_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee \bar{x}_2) = x_1.$$

12) Закон инверсий (закон Де Моргана):

$$\overline{x_1 \vee x_2} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2; \quad \overline{x_1 \cdot x_2} = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2.$$

Для сложного логического выражения установлен следующий порядок выполнения операций: вначале выполняются операции инверсии НЕ, затем



операции конъюнкции И и в последнюю очередь – операции дизъюнкции ИЛИ. Если требуется изменить порядок выполнения логических операций, то используются скобки.

## 11.2 Логические элементы

Логические переменные хорошо описывают состояния таких объектов, как реле, тумблеры, кнопки, т.е. объектов, которые могут находиться в двух четко различимых состояниях: включено - выключено. К таким объектам относятся и полупроводниковые логические элементы.

Логический элемент (ЛЭ) – это электронное устройство, реализующее одну из логических операций нескольких переменных. На выходе ЛЭ может быть лишь один из двух четко различимых уровней напряжения (рис. 11.1).

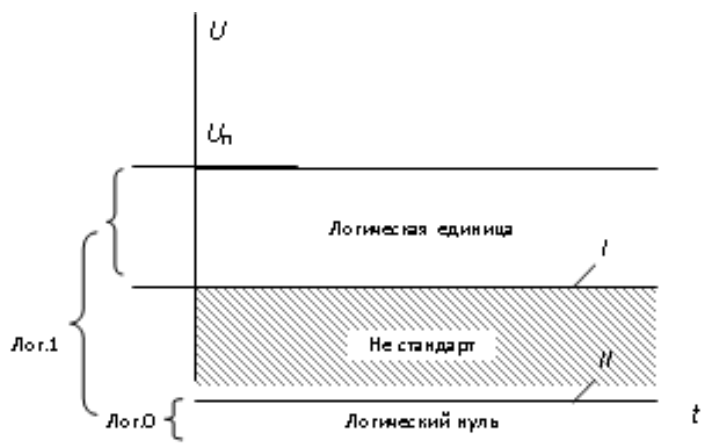


Рис. 11.1. Уровни напряжений лог.0 и лог.1

Если уровень напряжения логического сигнала лежит в пределах от уровня  $I$  до уровня напряжения питания  $U_{\text{п}}$  (или близкого к  $U_{\text{п}}$ ), то этот уровень соответствует лог.1. Если уровень напряжения логического сигнала лежит в пределах от нуля до уровня  $II$ , то этот уровень соответствует лог.0. Уровни логических сигналов, лежащие в пределах между уровнями  $I$  и  $II$ , являются не стандартными. Работа логических устройств с такими сигналами запрещена, так как будет не предсказуема.

Чаще более высокий, или просто “высокий” ( $H$ ) уровень принимается за лог. 1, а более низкий, или просто “низкий” ( $L$ ), – за лог. 0. Такой способ представления логических величин называется положительной логикой. Относительно редко применяется так называемая отрицательная логика, в которой лог.1 соответствует низкий уровень напряжения, а лог.0 – высокий уровень. В

дальнейшем, по умолчанию, будем пользоваться только положительной логикой.

ЛЭ входят в состав цифровых ИМС. Для каждой серии ИМС уровни напряжений лог.0 и лог.1 имеют свои пределы.

Рассмотрим условные обозначения на схемах и логику работы основных ЛЭ [12].

На рис. 11.2 приведено условное обозначение двухвходового ЛЭ ИЛИ и его реализация на ключах и диодах.

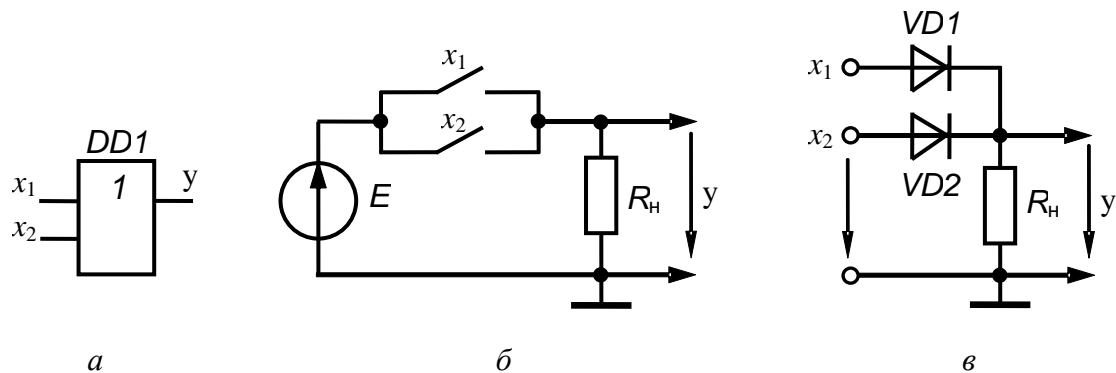


Рис. 11.2. Логический элемент ИЛИ: а – условное обозначение;  
б – реализация на ключах; в – реализация на диодах

ЛЭ ИЛИ выполняет логическую операцию ИЛИ, которая описывается уравнением  $y = x_1 \vee x_2$ .

Логика работы ЛЭ ИЛИ в соответствии с таблицей истинности (табл. 11.2) заключается в следующем. На выходе ЛЭ ИЛИ устанавливается лог.1, если хотя бы на одном его входе присутствует лог.1, в противном случае на выходе – лог.0.

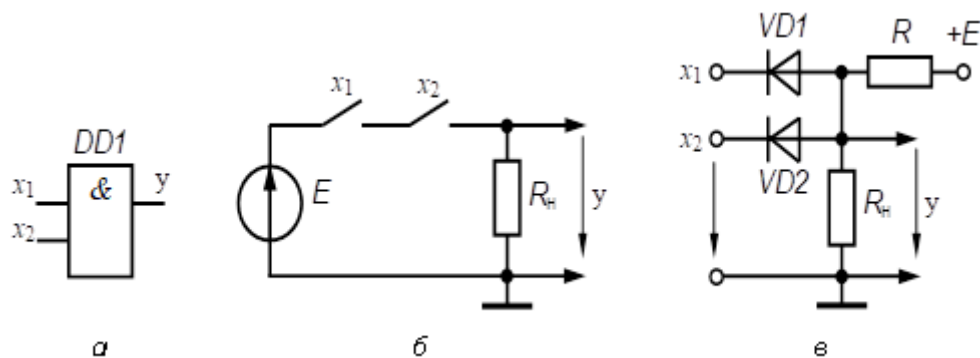


Рис. 11.3. Логический элемент И: а – условное обозначение;  
б – реализация на ключах; в – реализация на диодах

На рис. 11.3 приведено условное обозначение двухвходового ЛЭ И и его реализация на ключах и диодах ( $R \ll R_n$ ).

ЛЭ И выполняет логическую операцию И, которая описывается уравнением  $y = x_1 \cdot x_2$ .

Логика работы ЛЭ И в соответствии с таблицей истинности (табл. 11.1) заключается в следующем. На выходе ЛЭ И устанавливается лог.1, если на всех его входах присутствует лог.1, в противном случае на выходе – лог.0.

На рис. 11.4 приведено условное обозначение ЛЭ НЕ и его реализация на ключе и транзисторе.

ЛЭ НЕ выполняет логическую операцию НЕ, которая описывается уравнением  $y = \bar{x}$ .

Логика работы ЛЭ НЕ в соответствии с таблицей истинности (табл. 11.2) заключается в следующем. На выходе ЛЭ НЕ устанавливается сигнал, противоположный (инверсный) входному сигналу.

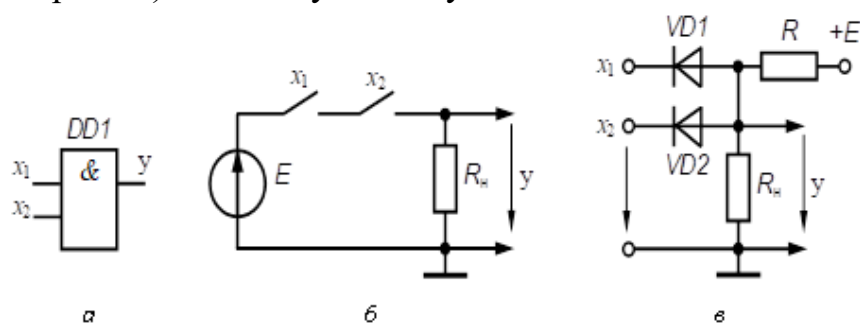


Рис. 11.4. Логический элемент НЕ: *а* – условное обозначение; *б* – реализация на ключе; *в* – реализация на транзисторе

На рис. 11.5.*а* приведено условное обозначение двухвходового ЛЭ ИЛИ-НЕ, который выполняет логическую операцию  $y = \overline{x_1 \vee x_2}$ .

Логика работы ЛЭ ИЛИ-НЕ в соответствии с таблицей истинности (табл. 11.2) заключается в следующем. На выходе ЛЭ ИЛИ-НЕ устанавливается лог.0, если хотя бы на одном его входе присутствует лог.1, в противном случае на выходе – лог.1. Отсюда следует, что активным логическим уровнем для ЛЭ ИЛИ-НЕ является лог.1. Следовательно, при рассмотрении работы устройств, построенных на ЛЭ ИЛИ-НЕ, необходимо обращать внимание на входные сигналы с уровнем лог.1.

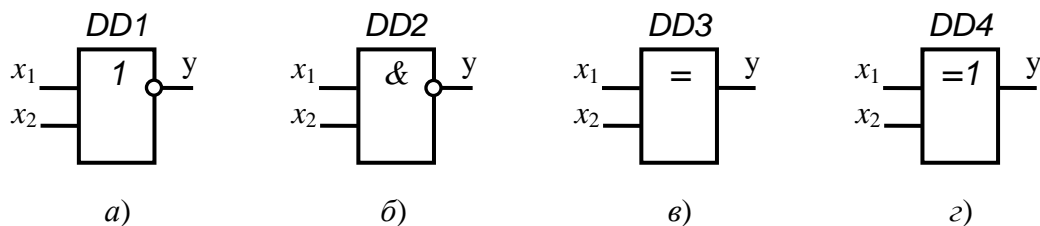


Рис. 11.5. Условные обозначения ЛЭ: *а* – ИЛИ-НЕ; *б* – И-НЕ; *в* – Эквивалентность; *г* – Исключающее ИЛИ

На рис. 11.5.б приведено условное обозначение двухвходового ЛЭ И-НЕ, который выполняет логическую операцию  $y = \overline{x_1 \cdot x_2}$ .

Логика работы ЛЭ И-НЕ в соответствии с таблицей истинности (табл. 11.2) заключается в следующем. На выходе ЛЭ И-НЕ устанавливается лог.1, если хотя бы на одном его входе присутствует лог.0, в противном случае на выходе – лог.0. Отсюда следует, что активным логическим уровнем для ЛЭ И-НЕ является лог.0. Следовательно, при рассмотрении работы устройств, построенных на ЛЭ И-НЕ, необходимо обращать внимание на входные сигналы с уровнем лог.0.

На рис. 11.5.в приведено условное обозначение ЛЭ Эквивалентность, который выполняет логическую операцию  $y = x_1 \sim x_2$ .

Логика работы ЛЭ Эквивалентность в соответствии с таблицей истинности (табл. 11.2) заключается в следующем. На выходе ЛЭ Эквивалентность устанавливается лог.1, если его входах сигналы равнозначны, в противном случае на выходе – лог.0.

На рис. 11.5.г приведено условное обозначение ЛЭ Исключающее ИЛИ, который выполняет логическую операцию  $y = x_1 \oplus x_2$ .

Логика работы ЛЭ Исключающее ИЛИ в соответствии с таблицей истинности (табл. 11.2) заключается в следующем. На выходе ЛЭ Исключающее ИЛИ устанавливается лог.1, если его входах сигналы неравнозначны, в противном случае на выходе – лог.0.

Основные характеристики ЛЭ сведены в табл. 11.3.

При проектировании логических устройств стремятся использовать ограниченную номенклатуру ЛЭ. Наиболее широкое распространение на практике получили ЛЭ ИЛИ-НЕ и И-НЕ, так как на их базе можно построить любые другие ЛЭ, а, следовательно, реализовано любое устройство. Поэтому ИМС с указанными ЛЭ имеют наиболее широкий ассортимент.

Для построения логического устройства в базисах ИЛИ-НЕ или И-НЕ необходимо использовать только два закона алгебры логики:

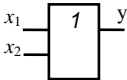
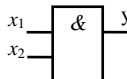
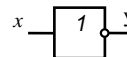
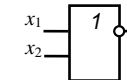
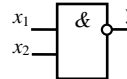
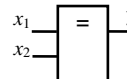
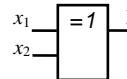
1) закон двойной инверсии:

$$\overline{\overline{x}} = x.$$

2) закон де Моргана:

$$\overline{x_1 \vee x_2} = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2}; \quad \overline{x_1 \cdot x_2} = \overline{x_1} \vee \overline{x_2}.$$

Характеристики логических элементов

Название ЛЭ	Логическое уравнение	Условное обозначение	Таблица истинности		
ИЛИ	$y = x_1 \vee x_2$		$x_1$	$x_2$	$y$
			0	0	0
			1	0	1
			0	1	1
			1	1	1
И	$y = x_1 \cdot x_2$		$x_1$	$x_2$	$y$
			0	0	0
			1	0	0
			0	1	0
			1	1	1
НЕ (инвертор)	$y = \bar{x}$		$x$	$y$	
			0	1	
			1	0	
ИЛИ-НЕ (элемент Пирса)	$y = \overline{x_1 \vee x_2}$		$x_1$	$x_2$	$y$
			0	0	1
			1	0	0
			0	1	0
			1	1	0
И-НЕ (элемент Шеффера)	$y = \overline{x_1 \cdot x_2}$		$x_1$	$x_2$	$y$
			0	0	1
			1	0	1
			0	1	1
			1	1	0
Эквивалентность (равнозначность)	$y = x_1 \sim x_2$		$x_1$	$x_2$	$y$
			0	0	1
			1	0	0
			0	1	0
			1	1	1
Исключающее ИЛИ (неравнозначность)	$y = x_1 \oplus x_2$		$x_1$	$x_2$	$y$
			0	0	0
			1	0	1
			0	1	1
			1	1	0

Порядок реализации требуемого логического устройства следующий:

- записывается логическое уравнение требуемого устройства;
- производится минимизация логической функции (если требуется);
- применяется закон двойной инверсии;

- применяется необходимая интерпретация закона де Моргана;
- строится логическая схема требуемого устройства.

На рис. 11.6.а приведено условное обозначение цифровых ИМС [23].

Прямые выводы ИМС не имеют обозначений на месте вывода. Для прямых выводов активным логическим уровнем считается лог.1.

Инверсные выводы обозначаются кружочком на месте вывода. Существуют инверсные входы и инверсные выходы. Для инверсных выводов активным логическим уровнем считается лог.0.

Динамические входы ИМС обозначаются косой чертой (под углом 45°) или стрелкой. Наклон черты вправо или влево определяется тем, какой фронт – положительный или отрицательный (срез) – используется. При обозначении входов стрелкой, на положительный фронт указывает стрелка > направо, а на отрицательный – стрелка < налево (рис. 11.6).

Тип выхода ИМС помечается специальным значком: выход, имеющий третье состояние “Z” высокого сопротивления – перечеркнутым ромбом  $\diamond$ , выход, имеющий открытый коллектор ОК – подчеркнутым ромбом  $\underline{\diamond}$ , а выход, имеющий открытый эмиттер ОЭ – ромбом с чертой сверху  $\overline{\diamond}$  (рис. 11.6).

Стандартный выход никак не помечается.

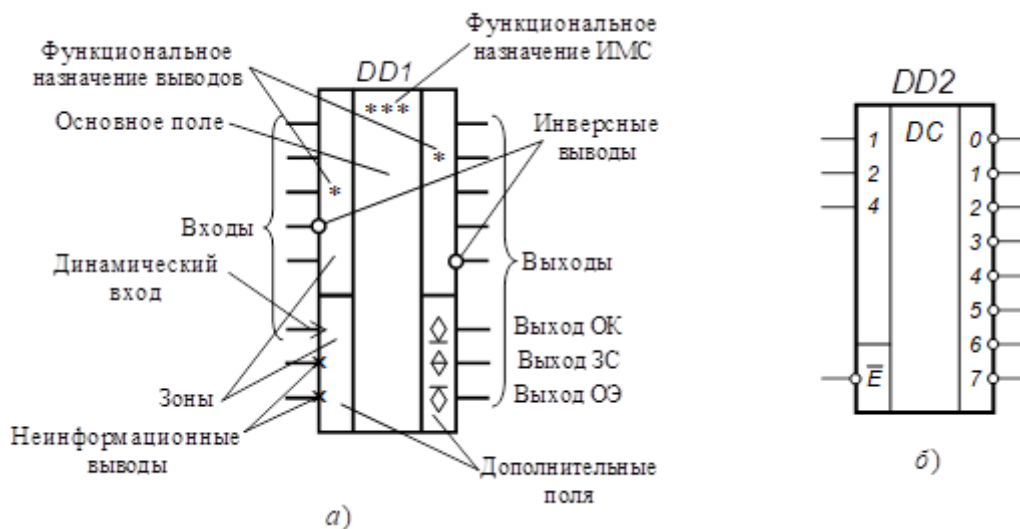


Рис. 11.6. Условные обозначения цифровых ИМС (а) и ИМС К531ИД7 (б)

Наконец, если у микросхемы необходимо показать неинформационные выводы, то есть выводы, не являющиеся ни логическими входами, ни логическими выходами, то такой вывод помечается косым крестом (две перпендикулярные линии под углом 45°). Это могут быть, например, выводы для подключения внешних элементов (резисторов, конденсаторов) или выводы питания.

Условное графическое обозначение ИМС иногда делят на три вертикальных поля. Вверху основного (среднего) поля указывается обозначение функционального назначения ИМС и символы ее особенностей. В дополнительных полях (слева и справа) указываются обозначения функционального назначения выводов ИМС. В качестве примера на рис. 11.6. б приведено условное графическое обозначение дешифратора К531ИД7.

ИМС в целом обозначается на схемах буквами *DD* (от английского *Digital* – цифровой) с соответствующим номером, например *DD1*, *DD2.1* (после точки указывается номер элемента или узла внутри микросхемы).

Система обозначений отечественных ИМС приведена на рис. 11.7.



Рис. 11.7. Система обозначений отечественных ИМС

Основные элементы обозначения ИМС следующие [24].

Первый элемент. Буква К обозначает ИМС широкого применения, для ИМС военного назначения буква отсутствует.

Второй элемент. Тип корпуса ИМС (один символ) – может отсутствовать. Например, Р – пластмассовый корпус, М – керамический корпус, Б – бескорпусная ИМС.

Третий элемент. Номер серии ИМС (от трех до четырех цифр).

Четвертый элемент. Функция ИМС (две буквы).

Пятый элемент. Номер ИМС (от одной до трех цифр).

Таблица функций и номеров ИМС приведена в [25].

Примеры обозначений цифровых ИМС: К531ЛА1, КР1533ИЕ17, КМ1816ВЕ48.

Серия К155 – это наиболее старая серия, которая постепенно снимется с производства. Она отличается не слишком хорошими параметрами по сравнению с другими сериями.

Серия К555 отличается от серии К155 малыми входными токами и меньшей потребляемой мощностью (ток потребления почти втрое меньше, чем у К155). По быстродействию (по временам задержек) она близка к серии К155.

Серия КР531 отличается высоким быстродействием (задержки примерно в 3 – 4 раза меньше, чем у серии К155), но большими входными токами (на 25% больше, чем у К155) и большой потребляемой мощностью (ток потребления больше в полтора раза по сравнению с серией К155).

Серия КР1533 отличается повышенным примерно вдвое по сравнению с К155 быстродействием и малой потребляемой мощностью (в четыре раза меньше, чем у К155). Входные токи еще меньше, чем у серии К555.

Серия КР1531 отличается высоким быстродействием (на уровне КР531), но малой потребляемой мощностью. Входные токи и ток потребления примерно вдвое меньше, чем у серии К155.

Серия КР1554 отличается от всех предыдущих тем, что она выполнена по КМОП-технологии. Поэтому она характеризуется сверхмалыми входными токами и сверхмалым потреблением мощности при малых рабочих частотах. Задержки примерно вдвое меньше, чем у серии К155.

**Задача 21.** Реализовать устройство на ЛЭ И-НЕ по уравнению:

$$y = x_1 \cdot (x_2 \vee x_3).$$

### Решение

Преобразуем (минимизация не требуется):

$$y = x_1 \cdot (x_2 \vee x_3) = x_1 \cdot x_2 \vee x_1 \cdot x_3.$$

Применяем закон двойной инверсии:

$$\overline{\overline{y}} = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2 \vee x_1 \cdot x_3}}.$$

Применяем первую интерпретацию закона де Моргана и получаем:

$$\overline{\overline{y}} = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2} \cdot \overline{x_1 \cdot x_3}}.$$

По полученному уравнению строим схему логического устройства в базисе И-НЕ, которая приведена на рис. 11.8. а.

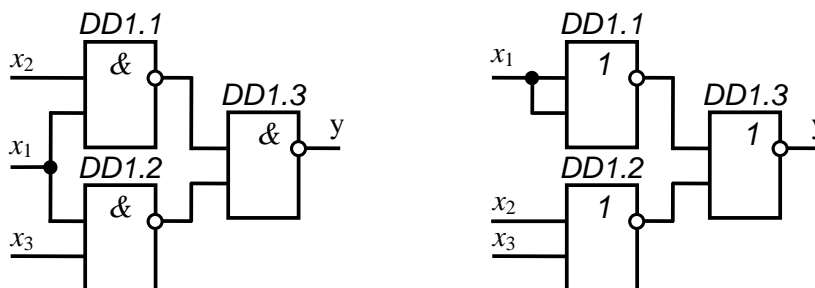


Рис. 11.8. Схема логического устройства в базисах И-НЕ (а) и ИЛИ-НЕ (б)

В случае реализации заданного логического уравнения на ЛЭ ИЛИ-НЕ, после последовательных преобразований, имеем:



$$\overline{\overline{y}} = \overline{x_1 \cdot (x_2 \vee x_3)} = \overline{x_1} \cdot \overline{(x_2 \vee x_3)} = \overline{x_1} \cdot (\overline{x_2} \wedge \overline{x_3}) = \overline{x_1} \wedge (\overline{x_2} \wedge \overline{x_3}) = \overline{x_1} \wedge \overline{x_2} \wedge \overline{x_3} = \overline{x_1 \vee x_2 \vee x_3} = \overline{y}$$

Построенная по полученному уравнению схема логического устройства в базисе ИЛИ-НЕ приведена на рис. 11.8.б.

### 11.3 Триггеры

*Триггером* (англ. *Trigger*) называется устройство, обладающее двумя устойчивыми состояниями равновесия и способное скачком переходить из одного состояния в другое под воздействием внешних управляющих сигналов, поступающих на его информационные входы [11].

Триггеры предназначены для записи и хранения цифровой информации (одного бита – одноразрядного двоичного числа).

**Классификация.** По функциональному признаку триггеры подразделяются на *RS*-, *D*-, *T*-, *JK*- триггеры.

По способу записи информации триггеры подразделяются на асинхронные и синхронные.

У асинхронных триггеров переход из одного состояния в другое (переключение) происходит при поступлении соответствующих сигналов на информационные входы.

Синхронные триггеры переключаются только при наличии тактового сигнала на дополнительном синхронизирующем входе.

По способу управления синхронные триггеры подразделяются на триггеры со статическим и триггеры с динамическим управлением.

Триггеры со статическим управлением переключаются, когда сигнал на синхронизирующем входе достиг порогового уровня.

У синхронных триггеров со статическим управлением в течение действия синхронизирующего импульса смена сигналов на информационных входах вызывает новые срабатывания. Во многих случаях это свойство является недостатком, так как приводит к сбоям в работе цифрового устройства. От этого недостатка свободны триггеры с динамическим управлением.

Триггеры с динамическим управлением в зависимости от схемы исполнения реагируют либо на фронт, либо на срез (спад) синхронизирующего импульса.

Схемы триггеров выполняются на ЛЭ и могут быть построены в базисах ИЛИ-НЕ или И-НЕ. Рассмотрим работу схем основных триггеров.

**Асинхронный RS-триггер на логических элементах ИЛИ-НЕ.** Вначале рассмотрим основные понятия, касающиеся всех асинхронных *RS*-триггеров.

Свое название *RS*-триггеры взяли от обозначения их входов. Входы, в

свою очередь, взяли свое обозначение от первых букв английских слов:

- *Set* – установка или запись;
- *Reset* – переустановка, сброс, стирание, установка нуля.

Триггеры имеют два информационных входа  $S$  и  $R$  и два выхода – прямой  $Q$  и инверсный  $\bar{Q}$ .

При подаче соответствующего сигнала на вход  $S$  происходит установка триггера, а при подаче соответствующего сигнала на вход  $R$  происходит его сброс. В зависимости от схемы триггеры могут управляться либо лог. 0 либо лог.1.

Под установкой (записью) будем понимать режим работы триггера, при котором на прямом выходе  $Q$  устанавливается сигнал лог.1, а на инверсном  $\bar{Q}$  – лог.0.

Под сбросом (стиранием) будем понимать режим работы триггера, при котором на прямом выходе  $Q$  устанавливается сигнал лог.0, а на инверсном  $\bar{Q}$  – лог.1.

Режим, при котором при изменении набора входных сигналов состояние выходов триггера не изменяется, будем называть режимом хранения записанной информации.

Работу триггеров будем рассматривать с помощью таблицы переходов. В отличие от таблицы истинности в таблице переходов при изменении набора входных сигналов последующее состояние выходов триггера зависит от предыдущего.

На рис. 11.9.а приведена схема асинхронного  $RS$ -триггера на ЛЭ ИЛИ-НЕ. Схема триггера выполнена на двух ЛЭ ИЛИ-НЕ с перекрестными обратными связями.

Работу  $RS$ -триггера рассмотрим по таблице переходов (табл. 11.4). В табл. 11.4 индекс  $n$  обозначает состояние текущего такта, а  $n-1$  – состояние предыдущего такта.

$RS$ -триггер построен на ЛЭ ИЛИ-НЕ, следовательно, на входах будем обращать внимание на активный уровень лог.1, так как ее присутствие на любом из входов ЛЭ ИЛИ-НЕ однозначно определяет на его выходе лог.0.

При наборе входных сигналов  $S = 1, R = 0$  лог.1 на входе ЛЭ  $DD1.2$  устанавливает на его выходе  $\bar{Q}$  сигнал лог.0, а два лог.0 на входах ЛЭ  $DD1.1$  устанавливает на его выходе  $Q$  сигнал лог.1. Таким образом, в соответствии с состоянием выходов  $Q = 1, \bar{Q} = 0$  произошла установка (запись) триггера. В триггер записана лог.1, установленная на выходе  $Q$ .

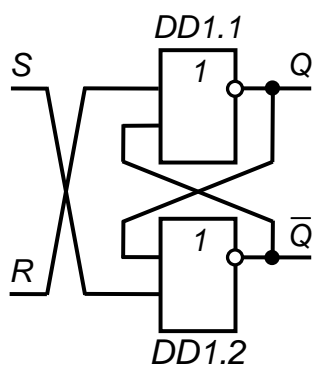
При наборе входных сигналов  $S = 0, R = 1$  лог.1 на входе ЛЭ  $DD1.1$  устанавливает на его выходе  $Q$  сигнал лог.0, а два лог.0 на входах ЛЭ  $DD1.2$  уста-

навливают на его выходе  $\bar{Q}$  сигнал лог.1. Таким образом, в соответствии с состоянием выходов  $Q = 0$ ,  $\bar{Q} = 1$  произошел сброс триггера. Информация из триггера удалена, так как на выходе  $Q$  установлен лог.0.

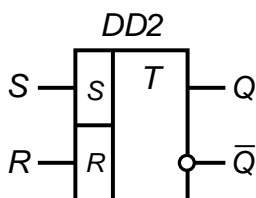
Таблица 11.4.

Таблица переходов  $RS$ -триггера на ЛЭ ИЛИ-НЕ

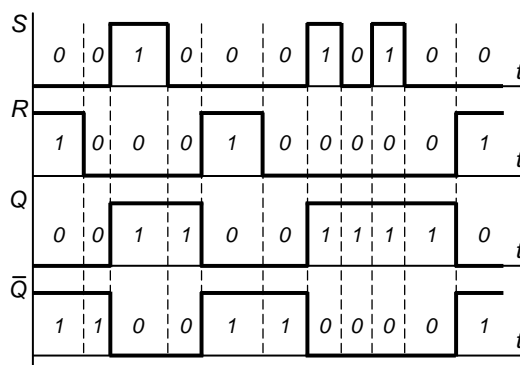
$S$	$R$	$Q_n$	$\bar{Q}_n$	Режим
1	0	1	0	Установка
0	1	0	1	Сброс
0	0	$0 (Q_{n-1})$	$1 (\bar{Q}_{n-1})$	Хранение
1	1	0	0	Запрещенный



а)



б)



в)

Рис. 11.8. Асинхронный  $RS$ -триггер на ЛЭ ИЛИ-НЕ: а – схема; б – условное обозначение; в – временные диаграммы работы

Следующий набор входных сигналов  $S = 0$ ,  $R = 0$  однозначно не определяет состояние выходов триггера, а вот лог.1 на входе ЛЭ  $DD1.1$  с выхода  $\bar{Q}$  ЛЭ  $DD1.2$  оставит на выходе  $Q$  лог.0. Два лог.0 на входах ЛЭ  $DD1.2$  оставляют на его выходе  $\bar{Q}$  сигнал лог.1. Таким образом, состояние выходов  $Q$  и  $\bar{Q}$  триггера не изменилось, следовательно, это режим хранения предыдущего состояния. Если бы перед приходом набора входных сигналов  $S = 0$ ,  $R = 0$  состояние выходов триггера было  $Q = 1$ ,  $\bar{Q} = 0$ , то оно бы и сохранилось.

При наборе входных сигналов  $S = 1$ ,  $R = 1$  состояние выходов  $Q = 0$ ,  $\bar{Q} = 0$ . Такой набор входных сигналов для данного  $RS$ -триггера запрещен по двум причинам:

- 1) Утераны свойства триггера, так как имеем  $Q = 0$ ,  $\bar{Q} = 0$ , а сигналы должны быть противоположными.
- 2) При переходе из набора входных сигналов  $S = 1$ ,  $R = 1$  в набор  $S = 0$ ,  $R = 0$

состояние выходов триггера будет непредсказуемо.

Из анализа таблицы переходов (11.4) следует, что при подаче на вход  $S$  лог.1 происходит установка триггера, а при подаче лог.1 на вход  $R$  – его сброс. Следовательно, данный  $RS$ -триггер управляется лог.1, то есть активным логическим уровнем является лог.1.

На рис. 11.8.б приведено условное обозначение асинхронного  $RS$ -триггера на ЛЭ ИЛИ-НЕ. Вверху основного поля изображена буква  $T$ , указывающая на то, что это устройство – триггер. Обозначение входов  $S$  и  $R$  указывает на то, что это  $RS$ -триггер. Отсутствие дополнительного синхронизирующего входа  $C$  говорит о том, что данный триггер асинхронный. В обозначении входы триггера  $S$  и  $R$  прямые, так как нет обозначения инверсий. Это указывает на то, что данный  $RS$ -триггер управляется лог.1.

Таким образом, по условному обозначению можно узнать функциональное назначение триггера и объяснить логику его работы.

На рис. 11.8.в приведены временные диаграммы, поясняющие работу асинхронного  $RS$ -триггера на ЛЭ ИЛИ-НЕ.

При построении временных диаграмм сначала отмечаются интервалы времени, соответствующие различным наборам входных сигналов  $S$  и  $R$ . На рис. 11.8. в интервалы разделены вертикальными пунктирными линиями. Затем, анализируя наборы входных сигналов  $S$  и  $R$ , по табл. 11.19 определяются состояния выходов  $Q$ ,  $\bar{Q}$  и указываются на временных диаграммах.

$RS$ -триггеры входят в состав ИМС, так К561ТР2 содержит четыре асинхронного  $RS$ -триггера с управлением лог.1 [18].

**Асинхронный  $RS$ -триггер на логических элементах И-НЕ.** На рис. 11.9.а приведена схема асинхронного  $RS$ -триггера на ЛЭ И-НЕ. Схема триггера выполнена на двух ЛЭ И-НЕ с перекрестными обратными связями.

Триггер имеет два информационных входа  $\bar{S}$  и  $\bar{R}$  и два выхода – прямой  $Q$  и инверсный  $\bar{Q}$ .

Работу  $RS$ -триггера рассмотрим по таблице переходов (табл. 11.5). В таблице индекс  $n$  обозначает состояние текущего такта, а  $n-1$  – состояние предыдущего такта.

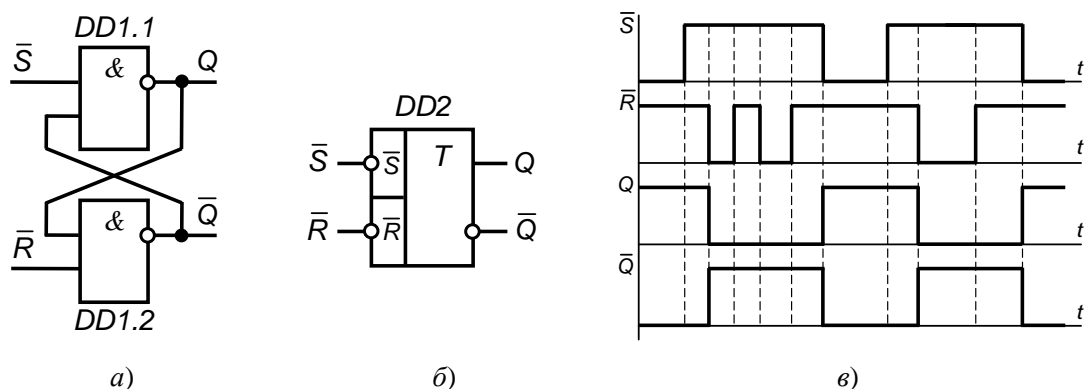


Рис. 11.9. Асинхронный RS-триггер на ЛЭ И-НЕ: *а* – схема; *б* – условное обозначение; *в* – временные диаграммы работы

RS-триггер построен на ЛЭ И-НЕ, следовательно, на входах будем обращать внимание на активный уровень лог.0, так как его присутствие на любом из входов ЛЭ И-НЕ однозначно определяет на его выходе лог.1.

При наборе входных сигналов  $\bar{S} = 0$ ,  $\bar{R} = 1$  лог.0 на входе ЛЭ DD1.1 устанавливает на его выходе  $Q$  сигнал лог.1, а две лог.1 на входах ЛЭ DD1.2 устанавливает на его выходе  $\bar{Q}$  сигнал лог.0. Таким образом, в соответствии с состоянием выходов  $Q = 1$ ,  $\bar{Q} = 0$  произошла установка (запись) триггера. В триггер записана лог.1, установленная на выходе  $Q$ .

Таблица 11.5.

Таблица переходов RS-триггера на ЛЭ И-НЕ

$S$	$R$	$Q_n$	$\bar{Q}_n$	Режим
0	1	1	0	Установка
1	0	0	1	Сброс
1	1	0 ( $Q_{n-1}$ )	1 ( $\bar{Q}_{n-1}$ )	Хранение
0	0	1	1	Запрещенный

При наборе входных сигналов  $\bar{S} = 1$ ,  $\bar{R} = 0$  лог.0 на входе ЛЭ DD1.2 устанавливает на его выходе  $\bar{Q}$  сигнал лог.1, а две лог.1 на входах ЛЭ DD1.1 устанавливают на его выходе  $Q$  сигнал лог.0. Таким образом, в соответствии с состоянием выходов  $Q = 0$ ,  $\bar{Q} = 1$  произошел сброс триггера. Информация из триггера удалена, так как на выходе  $Q$  установлен лог.0.

Следующий набор входных сигналов  $\bar{S} = 1$ ,  $\bar{R} = 1$  однозначно не определяет состояние выходов триггера, а вот лог.0 на входе ЛЭ DD1.2 с выхода  $Q$  ЛЭ DD1.1 оставит на выходе  $\bar{Q}$  лог.1. Две лог.1 на входах ЛЭ DD1.1 оставляют на его выходе  $Q$  сигнал лог.0. Таким образом, состояние выходов  $Q$  и  $\bar{Q}$  триггера

не изменилось, следовательно, это режим хранения предыдущего состояния. Если бы перед приходом набора входных сигналов  $S = 1$ ,  $R = 1$  состояние выходов триггера было  $Q = 1$ ,  $\bar{Q} = 0$ , то оно бы и сохранилось.

При наборе входных сигналов  $\bar{S} = 0$ ,  $\bar{R} = 0$  состояние выходов  $Q = 1$ ,  $\bar{Q} = 1$ . Такой набор входных сигналов для данного  $RS$ -триггера запрещен по двум причинам:

1) Утеряны свойства триггера, так как имеем  $Q = 1$ ,  $\bar{Q} = 1$ , а сигналы должны быть противоположными.

2) При переходе из набора входных сигналов  $\bar{S} = 0$ ,  $\bar{R} = 0$  в набор  $\bar{S} = 1$ ,  $\bar{R} = 1$  состояние выходов триггера будет непредсказуемо.

Из анализа таблицы переходов (табл. 11.21) следует, что при подаче на вход  $\bar{S}$  лог.0 происходит установка триггера, а при подаче лог.0 на вход  $\bar{R}$  – его сброс. Следовательно, данный  $RS$ -триггер управляется лог.0, то есть активным логическим уровнем является лог.0.

На рис. 11.9. б приведено условное обозначение асинхронного  $RS$ -триггера на ЛЭ И-НЕ. Вверху основного поля изображена буква  $T$ , указывающая на то, что это устройство – триггер. Обозначение входов  $\bar{S}$  и  $\bar{R}$  указывает на то, что это  $RS$ -триггер. Отсутствие дополнительного синхронизирующего входа  $C$  говорит о том, что данный триггер асинхронный. В обозначении входы триггера  $\bar{S}$  и  $\bar{R}$  инверсные, так как есть обозначения инверсий (кружочки на входах). Это указывает на то, что данный  $RS$ -триггер управляется лог.0. Для подтверждения инверсных входов данного триггера над буквенными обозначениями входов ставится знак инверсии.

На рис. 11.9. в приведены временные диаграммы, поясняющие работу асинхронного  $RS$ -триггера на ЛЭ И-НЕ. Анализируя наборы входных сигналов  $\bar{S}$  и  $\bar{R}$ , состояния выходов  $Q$  и  $\bar{Q}$  определяются по табл. 11.5.

### **Синхронный $RS$ -триггер на логических элементах И-НЕ.**

Во многих цифровых устройствах необходимо синхронизировать во времени переключение триггеров, так как неодновременное их переключение может привести к появлению непредсказуемых состояний устройства и сбоям в его работе.

С этой целью синхронные триггеры снабжены дополнительным входом, называемым синхронизирующим (тактируемым). Назначение синхронизирующего входа заключается в том, чтобы сигналом на этом входе разрешать прием сигналов с информационных входов в заданные временные интервалы для триггеров со статическим управлением и в заданные моменты времени для триггеров с динамическим управлением. При отсутствии сигнала на синхронизирующем входе сигналы на информационных входах триггером не восприни-

маются, и триггер находится в режиме хранения записанной информации [22].

Синхронные триггеры позволяют устранять влияние различий в величинах задержек в распространении сигнала через отдельные элементы схемы, обеспечивая при этом одновременный прием сигналов разными частями схемы. Синхронные триггеры обладают большими логическими возможностями, чем асинхронные.

На рис. 11.10.*а* приведена схема синхронного *RS*-триггера на ЛЭ И-НЕ.

Схема триггера выполнена на четырех ЛЭ И-НЕ. ЛЭ *DD1.1* и *DD1.2* являются входной логикой (схемой управления), а схема на ЛЭ *DD1.3* и *DD1.4* представляет собой асинхронный *RS*-триггер.

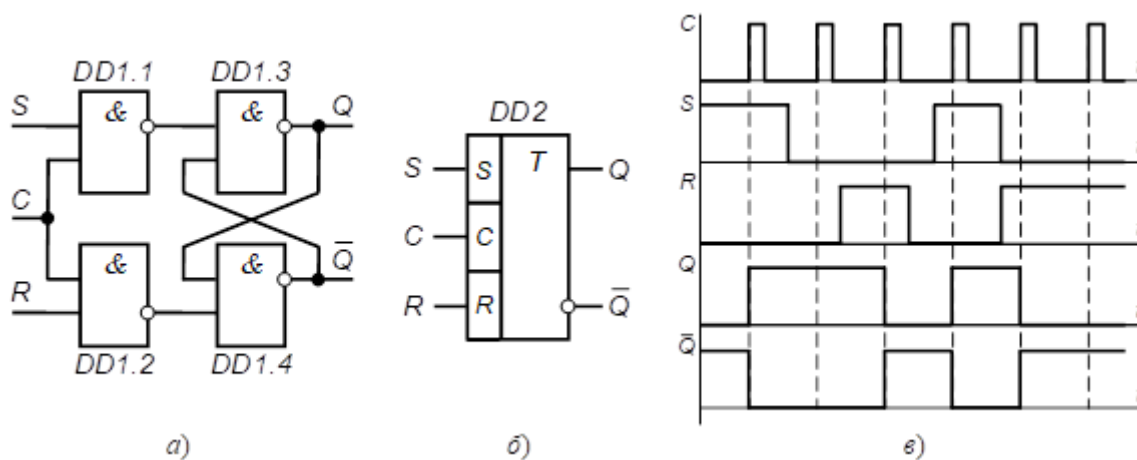


Рис. 11.10. Синхронный *RS*-триггер на ЛЭ И-НЕ: *а* – схема; *б* – условное обозначение; *в* – временные диаграммы работы

Триггер имеет два информационных входа *S* и *R*, синхронизирующий вход *C* (от англ. *Clock*) и два выхода – прямой *Q* и инверсный  $\bar{Q}$ .

Работу синхронного *RS*-триггера рассмотрим по таблице переходов (табл. 11.6). В таблице индекс *n* обозначает состояние текущего такта, а *n* - 1 – состояние предыдущего такта.

Таблица 11.6.

Таблица переходов синхронного *RS*-триггера на ЛЭ И-НЕ

<i>C</i>	<i>S</i>	<i>R</i>	$Q_n$	$\bar{Q}_n$	Режим
1	1	0	1	0	Установка
1	0	1	0	1	Сброс
1	0	0	0 ( $Q_{n-1}$ )	1 ( $\bar{Q}_{n-1}$ )	Хранение
0	x	x	0 ( $Q_{n-1}$ )	1 ( $\bar{Q}_{n-1}$ )	Хранение

Синхронный  $RS$ -триггер построен на ЛЭ И-НЕ, следовательно, на входах будем обращать внимание на активный уровень лог.0, так как его присутствие на любом из входов ЛЭ И-НЕ однозначно определяет на его выходе лог.1.

При наборе входных сигналов  $C = 1, S = 1, R = 0$  лог.0 на входе ЛЭ  $DD1.2$  устанавливает на его выходе сигнал лог.1, которая далее ничего не определяет. Две лог.1 на входах ЛЭ  $DD1.1$  устанавливает на его выходе сигнал лог.0, который в свою очередь устанавливает на выходе  $Q$  ЛЭ  $DD1.3$  сигнал лог.1. Две лог.1 с выхода  $Q$  и ЛЭ  $DD1.2$  устанавливают на выходе  $\bar{Q}$  ЛЭ  $DD1.4$  сигнал лог.0. Таким образом, в соответствии с состоянием выходов  $Q = 1, \bar{Q} = 0$  произошла установка (запись) триггера. В триггер записана лог.1, установленная на выходе  $Q$ .

При наборе входных сигналов  $C = 1, S = 0, R = 1$  лог.0 на входе ЛЭ  $DD1.1$  устанавливает на его выходе сигнал лог.1, которая далее ничего не определяет. Две лог.1 на входах ЛЭ  $DD1.2$  устанавливает на его выходе сигнал лог.0, который в свою очередь устанавливает на выходе  $Q$  ЛЭ  $DD1.4$  сигнал лог.1. Две лог.1 с выхода  $\bar{Q}$  и ЛЭ  $DD1.1$  устанавливают на выходе  $Q$  ЛЭ  $DD1.3$  сигнал лог.0. Таким образом, в соответствии с состоянием выходов  $Q = 0, \bar{Q} = 1$  произошел сброс триггера. Информация из триггера удалена, так как на выходе  $Q$  установлен лог.0.

При наборе входных сигналов  $C = 1, S = 0, R = 0$  на выходах ЛЭ  $DD1.1$  и  $DD1.2$  устанавливаются лог.1, которые для асинхронного  $RS$ -триггера на ЛЭ  $DD1.3$  и  $DD1.4$  определяют его режим хранения предыдущей информации. Таким образом, состояние выходов  $Q$  и  $\bar{Q}$  триггера не изменилось, следовательно, это режим хранения.

Как только сигнал на синхронизирующем входе  $C$  установится в лог.0, то, вне зависимости от сигналов на информационных входах  $S$  и  $R$  (х – любое состояние), на выходах ЛЭ  $DD1.1$  и  $DD1.2$  устанавливаются лог.1 и триггер переходит в режим хранения.

Набор входных сигналов  $C = 1, S = 1, R = 1$  для данного триггера по известным причинам запрещен и в табл. 11.6 не указан.

Из анализа таблицы переходов (табл. 11.6) следует, что при подаче на вход  $C$  лог.1 разрешается работа триггера, при лог.0 триггер переходит в режим хранения. При подаче на вход  $S$  лог.1 происходит установка триггера, а при подаче лог.1 на вход  $R$  – его сброс. Следовательно, данный  $RS$ -триггер управляется лог.1 как по информационным входам  $S$  и  $R$ , так и по входу синхронизации  $C$ , то есть активным логическим уровнем является лог.1.

На рис. 11.10. б приведено условное обозначение синхронного  $RS$ -триггера на ЛЭ И-НЕ. Наличие дополнительного синхронизирующего входа  $C$



говорит о том, что данный триггер синхронный. В обозначении входы триггера  $C$ ,  $S$  и  $R$  прямые, так как нет обозначения инверсий. Это указывает на то, что данный  $RS$ -триггер управляется лог.1 по всем входам.

На рис. 11.10.в приведены временные диаграммы, поясняющие работу синхронного  $RS$ -триггера на ЛЭ И-НЕ.

Особенностью построения временных диаграмм работы синхронного  $RS$ -триггера заключается в том, что анализ набора входных сигналов необходимо производить только при наличии на синхронизирующем входе  $C$  активного уровня лог.1, так как триггер может переключиться только в течение этих интервалов времени. Анализируя наборы входных сигналов  $C$ ,  $S$  и  $R$ , состояния выходов  $Q$ ,  $\bar{Q}$  определяются по табл. 11.6.

Рассмотренный синхронный  $RS$ -триггер является триггером со статическим управлением, так как он может переключаться в течение времени действия синхронизирующего импульса на входе  $C$ .

**$D$ -триггер на логических элементах И-НЕ.**  $D$ -триггер – это синхронный триггер, который задерживает поступающую на его вход информацию до прихода очередного синхронизирующего импульса.

Свое название  $D$ -триггер взял от обозначения его информационного  $D$ -входа.  $D$ -вход в свою очередь взял свое обозначение от первой буквы английского слова *Delay* – задержка.

На рис. 11.11.а приведена схема синхронного  $D$ -триггера на ЛЭ И-НЕ. Схема триггера выполнена на двух ЛЭ И-НЕ с перекрестными обратными связями.

Схема  $D$ -триггера выполнена на четырех ЛЭ И-НЕ. ЛЭ  $DD1.1$  и  $DD1.2$  являются входной логикой (схемой управления), а схема на ЛЭ  $DD1.3$  и  $DD1.4$  представляет собой асинхронный  $RS$ -триггер.

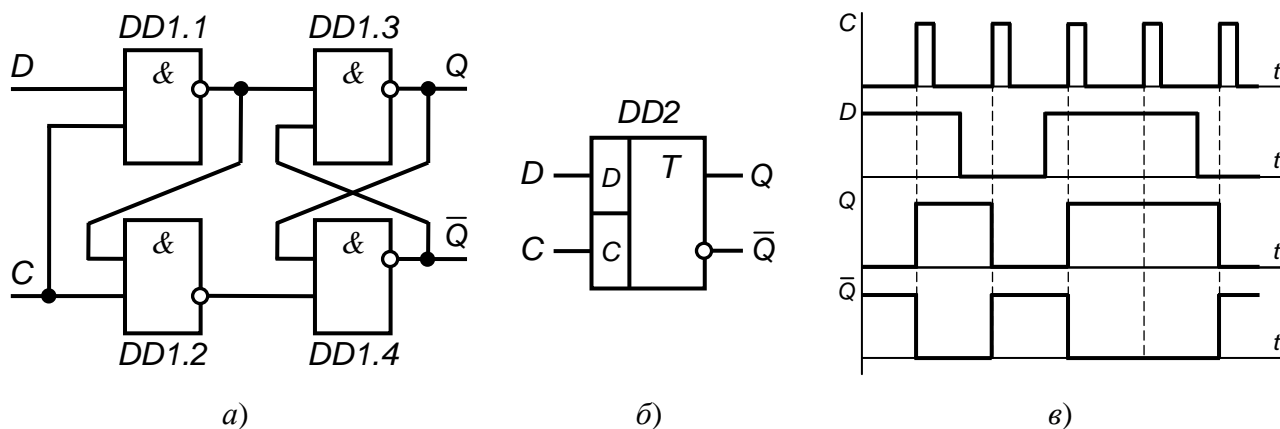


Рис. 11.11.  $D$ -триггер на ЛЭ И-НЕ: а – схема; б – условное обозначение; в – временные диаграммы работы

$D$ -триггер имеет один информационный вход  $D$ , синхронизирующий вход  $C$  и два выхода – прямой  $Q$  и инверсный  $\bar{Q}$ .

Работу  $D$ -триггера рассмотрим по таблице переходов (табл. 11.7). В табл. 11.7, как обычно, индекс  $n$  обозначает состояние текущего такта, а  $n-1$  – состояние предыдущего такта.

При наборе входных сигналов  $C = 1$ ,  $D = 1$  две лог.1 на входах ЛЭ  $DD1.1$  устанавливает на его выходе сигнал лог.0, который в свою очередь устанавливает сигнал лог.1. на выходе  $Q$  ЛЭ  $DD1.3$  и на выходе ЛЭ  $DD1.2$ . Две лог.1 с выхода  $Q$  и ЛЭ  $DD1.2$  устанавливают на выходе  $\bar{Q}$  ЛЭ  $DD1.4$  сигнал лог.0. Таким образом, в соответствие с состоянием выходов  $Q = 1$ ,  $\bar{Q} = 0$  произошла установка (запись) триггера. В триггер записана лог.1, установленная на выходе  $Q$ .

Таблица 11.7.

Таблица переходов  $D$ -триггера на ЛЭ И-НЕ

$C$	$D$	$Q_n$	$\bar{Q}_n$	Режим
1	1	1	0	Установка
1	0	0	1	Сброс
0	x	$0 (Q_{n-1})$	$1 (\bar{Q}_{n-1})$	Хранение

При наборе входных сигналов  $C = 1$ ,  $D = 0$  лог.0 на входе ЛЭ  $DD1.1$  устанавливает на его выходе сигнал лог.1, которая далее ничего не определяет. Две лог.1 на входах ЛЭ  $DD1.2$  устанавливает на его выходе сигнал лог.0, который в свою очередь устанавливает на выходе  $Q$  ЛЭ  $DD1.4$  сигнал лог.1. Две лог.1 с выхода  $\bar{Q}$  и ЛЭ  $DD1.1$  устанавливают на выходе  $Q$  ЛЭ  $DD1.3$  сигнал лог.0. Таким образом, в соответствие с состоянием выходов  $Q = 0$ ,  $\bar{Q} = 1$  произошел сброс триггера. Информация из триггера удалена, так как на выходе  $Q$  установлен лог.0.

Как только сигнал на синхронизирующем входе  $C$  установится в лог.0, то, вне зависимости от сигнала на информационном входе  $D$  (x – любое состояние), на выходах ЛЭ  $DD1.1$  и  $DD1.2$  устанавливаются лог.1 и триггер переходит в режим хранения.

На рис. 11.11.б приведено условное обозначение  $D$ -триггера на ЛЭ И-НЕ. Наличие дополнительного синхронизирующего входа  $C$  говорит о том, что данный триггер синхронный. В обозначении входы триггера  $C$  и  $D$  прямые, так как нет обозначения инверсий. Это указывает на то, что данный  $D$ -триггер управляется лог.1 по обоим входам.

На рис. 11.11.в приведены временные диаграммы, поясняющие работу  $D$ -триггера на ЛЭ И-НЕ.

Рассмотренный  $D$ -триггер является синхронным триггером со статическим управлением, так как он может переключаться в течение времени действия синхронизирующего импульса на входе  $C$ .

Следует отметить, что  $D$ -триггер могут быть с динамическим управлением. Например, ИМС K155TM7 содержит четыре  $D$ -триггера со статическим управлением, а ИМС K155TM8 содержит четыре  $D$ -триггера с динамическим управлением [5].

**$T$ -триггер.** Внутренняя структура  $T$ -триггера достаточно сложна, поэтому приведем на рис. 11.12. а только его условное обозначение на схемах.

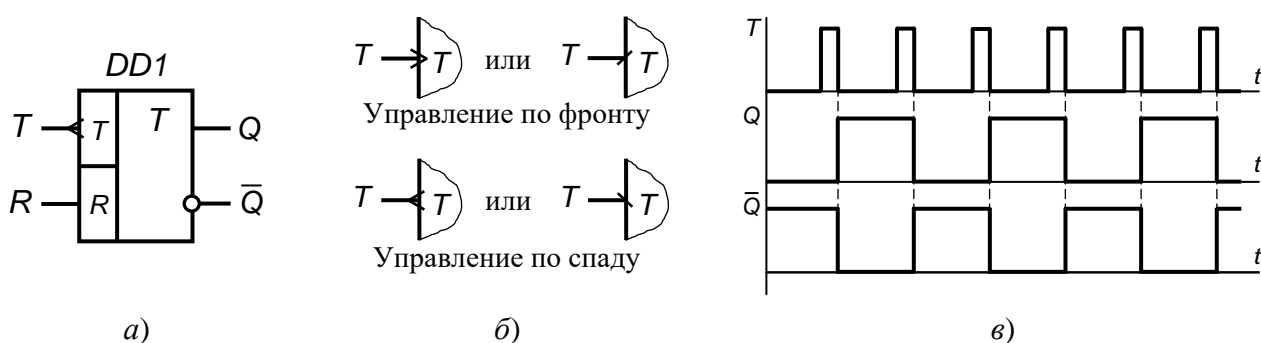


Рис. 11.12.  $T$ -триггер: а – условное обозначение; б – обозначение динамических входов; в – временные диаграммы работы

$T$ -триггер имеет один информационный вход  $T$  и два выхода – прямой  $Q$  и инверсный  $\bar{Q}$ . Для установки в нулевое состояние (сброса)  $T$ -триггер обычно дополняется асинхронным входом предварительной установки  $R$ .

Входы предварительной установки  $S$  и  $R$ , если они имеются, имеют приоритет (преимущество) над всеми остальными входами.

$T$ -триггер (или счетный триггер) является триггером с динамическим управлением и переключается в результате воздействия на его информационный вход  $T$  каждого очередного активного сигнала.

Активным сигналом у триггеров с динамическим управлением может быть либо фронт, либо спад входного сигнала. На рис. 11.12., б приведены варианты (как было показано выше) условных обозначений динамических входов.

Из условного обозначения  $T$ -триггера (рис. 11.12. а) видно, что приведенный  $T$ -триггер с динамическим управлением по спаду, сброс триггера производится лог.1 на входе  $R$ .

Работа  $T$ -триггера заключается в следующем.

При активном уровне лог.1. на входе  $R$   $T$ -триггер находится в сброшен-

ном состоянии и не чувствует сигналы на его информационном входе  $T$ . При этом состояния выходов соответствуют  $Q = 0$ ,  $\bar{Q} = 1$ .

При лог.0. на входе  $R$   $T$ -триггер переключается при воздействии на его информационный вход  $T$  каждого очередного спада входного сигнала.

На рис. 11.12.в приведены временные диаграммы, поясняющие работу  $T$ -триггера.

Из временных диаграмм (рис. 11.12.в) видно, что частота выходных импульсов  $T$ -триггера в два раза меньше частоты входных импульсов. Поэтому  $T$ -триггер широко используется в делителях частоты и цифровых счетчиках импульсов.

В интегральном исполнении в виде самостоятельных изделий  $T$ -триггеры не производятся, так как в этом нет большой необходимости.  $T$ -триггер может быть построен из других типов синхронных триггеров с динамическим управлением путем определенных соединений их выводов. В частности из  $D$ -триггера с динамическим управлением, если соединить его инверсный выход  $\bar{Q}$  с  $D$ -входом [25].

Следует отметить, что триггеры с динамическим управлением можно построить на базе двуступенчатых триггеров со статическим управлением [18]. Указанные триггеры в данном разделе рассматриваться не будут.

**JK-триггер.**  $JK$ -триггеры относятся к универсальным триггерам, так как:

- 1) Они не имеют запрещенных комбинаций входных сигналов.
- 2) Путем определенного соединения их выводов они легко превращаются в триггеры других типов.
- 3) Эти триггеры с равным успехом могут быть использованы в регистрах, счетчиках, делителях частоты и других цифровых узлах.

Схемная реализация  $JK$ -триггера достаточно сложна, поэтому приведем только его условное обозначение на схемах (рис. 11.13. а).

$JK$ -триггер (рис. 11.13. а) имеет два информационных входа  $J$  и  $K$ , синхронизирующий вход  $C$ , два инверсных входа предварительной установки  $\bar{S}$  и  $\bar{R}$  и два выхода – прямой  $Q$  и инверсный  $\bar{Q}$ . Вход  $C$  динамический с управлением по спаду.

Из условного обозначения (рис. 11.13. а) видно, что это  $JK$ -триггер, так как в наличии входы  $J$  и  $K$ , причем прямые, поэтому триггер управляется лог.1. Наличие и обозначение входа  $C$  говорит о том, что это синхронный триггер с динамическим управлением. Обозначение инверсных входов предварительной установки  $\bar{S}$  и  $\bar{R}$  (кружочки на входах) свидетельствует о том, что предварительная установка производится лог.0.

Как уже отмечалось, входы предварительной установки  $S$  и  $R$  имеют при-

оритет над всеми остальными входами, поэтому рассмотрение работы  $JK$ -триггера необходимо начинать с них.

При наборе сигналов  $\bar{S} = 0$  (активный уровень),  $\bar{R} = 1$  (неактивный уровень) происходит установка триггера, при этом на выходах будем иметь  $Q = 1$ ,  $\bar{Q} = 0$ .

При наборе сигналов  $\bar{S} = 1$  (неактивный уровень),  $\bar{R} = 0$  (активный уровень) происходит сброс триггера, при этом на выходах будем иметь  $Q = 0$ ,  $\bar{Q} = 1$ .

При наборе сигналов  $\bar{S} = 1$ ,  $\bar{R} = 1$  (неактивные уровни) входы  $\bar{S}$  и  $\bar{R}$  не оказывают влияния на работу триггера.

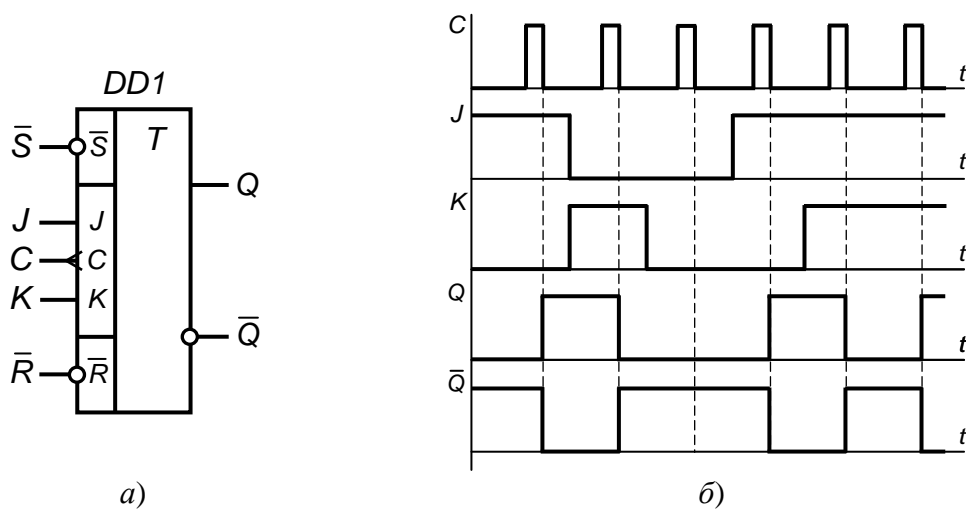


Рис. 11.13.  $JK$ -триггер:  $a$  – условное обозначение;  
 $б$  – временные диаграммы работы

Работа  $JK$ -триггера заключается в следующем.

При всех комбинациях входных сигналов, кроме одной  $J = 1$ ,  $K = 1$ ,  $JK$ -триггер работает как синхронный  $RS$ -триггер с динамическим управлением, причем вход  $J$  выполняет роль входа  $S$ , а вход  $K$  выполняет роль входа  $R$ .

При комбинации входных сигналов  $J = 1$ ,  $K = 1$   $JK$ -триггер работает как  $T$ -триггер, то есть его переключение происходит при приходе каждого спада синхронизирующего импульса на входе  $C$ .

На рис. 11.13.б приведены временные диаграммы, поясняющие работу  $JK$ -триггера.

На рис. 11.14 приведены схемы построения  $D$ -триггера и  $T$ -триггера на базе  $JK$ -триггера.

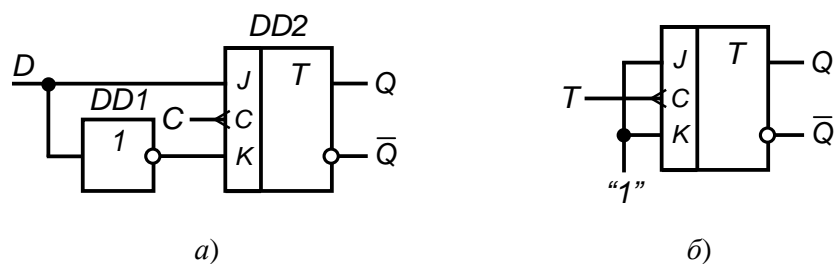


Рис. 11.14. Схемы на основе JK-триггера: а – D-триггера; б – T-триггера

Следует отметить, что *JK*-триггер можно выполнить из двух синхронных *RS*-триггеров со статическим управлением, то есть двухступенчатым [26]. *JK*-триггеры входят в состав ИМС. Например, ИМС К155ТВ1 содержит два *JK*-триггера [25].

Триггеры служат элементной базой для построения более сложных цифровых устройств, а для самостоятельного применения выпускаются в составе многих ИМС.

## 12 КУРСОВАЯ РАБОТА ПО ДИСЦИПЛИНЕ «ЭЛЕКТРОНИКА»

### Тема: Разработка и расчёт электронного устройства

#### Задание

1. Разработать и рассчитать схему транзисторного электронного усилителя переменного напряжения, представленного на рис. 12.1. Описать принцип его работы.

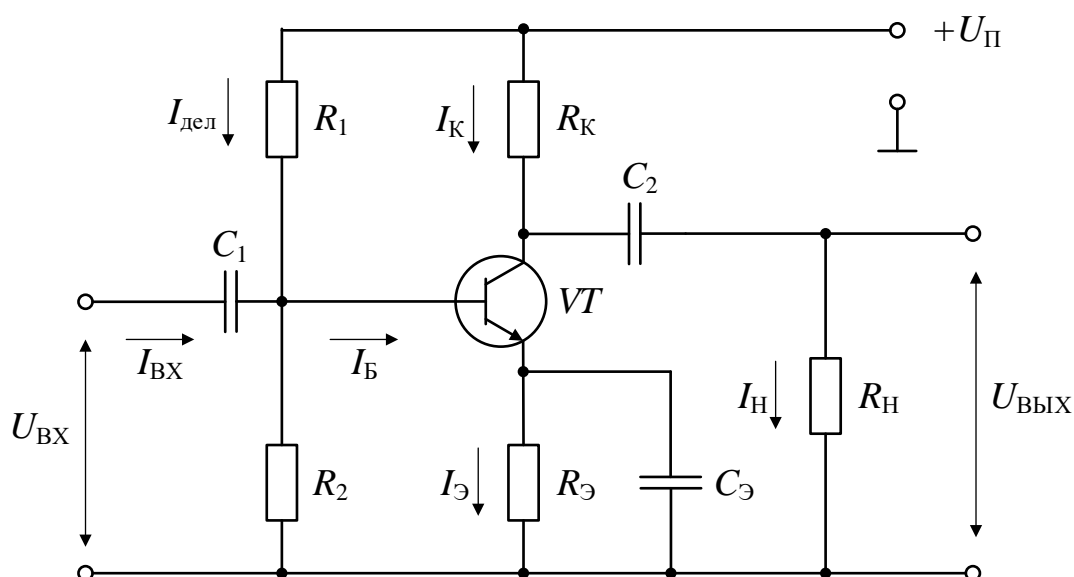


Рис. 12.1. Электрическая принципиальная схема усилителя низкой частоты с ОЭ

2. Произвести выбор и расчет выпрямителя с фильтром, как узла блока питания для усилительного устройства, описать принцип его работы.

3. Произвести выбор и расчет стабилизатора напряжения, как узла блока питания для усилительного устройства, описать принцип его работы

Исходными данными при расчёте транзисторного электронного усилителя являются:

- напряжение на выходе каскада  $U_{\text{ВЫХ.max}}$  (напряжение на нагрузке);
- сопротивление нагрузки  $R_H$ ;
- нижняя граничная частота  $f_H$ ;
- допустимое значение коэффициента частотных искажений в области нижних частот  $M_H$ ;
- напряжение питания  $U_{\Pi}$  ( $E_K$ ).

Исходными данными при расчёте выпрямителя с фильтром для электронного усилителя являются:

- тип выпрямителя – однофазный мостовой;
- номинальное выпрямительное напряжение  $U_{н.ср}$ ;
- ток нагрузки  $I_{н.ср}$ ;
- номинальное напряжение сети  $U_1$ ;
- требуемый коэффициент сглаживания фильтра  $q$ .

Расчёт транзисторного электронного усилителя сводится к определению:

- типа транзистора и режима его работы;
- сопротивления нагрузки в цепи коллектора  $R_K$ ; в цепи эмиттера  $R_E$ ;
- сопротивлений делителя напряжения  $R_1, R_2$ ;
- емкости разделительных конденсаторов  $C_1, C_2$ ;
- емкости конденсатора в цепи эмиттера  $C_E$ ;
- коэффициента усиления по напряжению  $K_U$ ,
- выбору стандартных значений резисторов и конденсаторов и замене расчетных значений пассивных элементов значениями из ряда стандартных,
- экспериментальному исследованию разработанной схемы транзисторного усилителя, путём моделирования её в среде Electronic Workbench-5.12. Экспериментальное исследование должно включать в себя модель устройства со всеми приборами, осциллограммы входного и выходного сигналов, результаты измерения токов в цепи коллектора, эмиттера и базы, а также входного и выходного напряжения и расчет коэффициента усиления по результатам осциллографирования.

### **Расчет блока выпрямителя с фильтром**

Цель расчёта выпрямителя с фильтром: определить переменные токи и напряжения всех обмоток трансформатора ( $I_1, I_2, U_1, U_2$ ), его мощность  $P_{тр}$ , выбрать выпрямительные диоды и найти ёмкость конденсатора фильтра. В большинстве случаев в выпрямителях применяют простейшие фильтры в виде конденсатора большой ёмкости:

### **Расчёт стабилизатора напряжения**

Цель расчёта стабилизатора напряжения: определить: необходимую величина входного напряжения стабилизатора, входной ток стабилизатора, коэффициент пульсаций напряжения на входе стабилизатора, параметры всех элементов схемы стабилизатора, действительный коэффициент стабилизации.



## 12.2 Общие требования к оформлению пояснительной записки

Расчетно-пояснительная записка должна содержать следующие структурные элементы в приведенной последовательности:

- титульный лист;
- задание на курсовую работу (Приложение 4);
- реферат;
- содержание;
- введение;
- основная (расчетная) часть;
- заключение;
- список использованной литературы;
- перечень сокращений;
- приложения (спецификация).

Содержание пояснительной записки включает наименование всех разделов, пунктов и т.д. с указанием номеров страниц, на которых размещают начало материала.

Титульный лист курсовой работы является обложкой пояснительной записки и представлен в Приложении 1. На титульном листе номер страницы не ставят, на последующих страницах номер проставляют арабскими цифрами в нижнем углу посередине страницы.

Перечень условных обозначений, символов, единиц, терминов представляется в виде отдельного списка, если в работе применяются малораспространенные сокращения или приняты новые символы, обозначения и т.д.

Введение работы должно содержать оценку состояния решаемых вопросов, поставленную цель и задачу данной работы.

Основная часть работы должна выполняться в соответствии с методическими указаниями. ***Перед расчетом усилителя и, соответственно, источника питания должно быть приведено подробное описание принципа работы рассчитываемого устройства.***

Заключение должно содержать краткие выводы по результатам работы.

Список использованных источников должен содержать перечень источников, использованных при выполнении работы. Источники следует располагать в порядке появления ссылок в тексте пояснительной записки.

Пояснительная записка (ПЗ) должна быть напечатана на компьютере.

Параметры страницы при написании ПЗ следующие: все поля страницы – 2 см; переплет – 0.

Весь текст ПЗ набирают шрифтом Times New Roman с одинарным интервалом исключительно в текстовом редакторе MS Word 2003 -2007(файл с расширением doc. или docx). Перенос слов – автоматический.

Текст основной части ПЗ делят на разделы, подразделы, пункты.

Каждый раздел ПЗ рекомендуется начинать с новой страницы.

Заголовки разделов набирают ПРОПИСНЫМИ буквами полужирным шрифтом с выравнением по центру страницы без переносов. Точку в конце заголовка не ставят. Основной текст ПЗ набирают через строку после заголовка раздела с выравнением по ширине страницы (размер шрифта – 14 пт). Абзацный отступ – 1,5 см

Заголовки подразделов пишут с абзаца.

Разделы, подразделы, пункты нумеруются арабскими цифрами с точкой в порядке возрастания номеров. Номер подраздела состоит из номера раздела и номера подраздела, разделенные точкой. Номер пункта состоит из номера раздела, подраздела, пункта, разделенных точкой.

Например, «1.4.» (четвертый подраздел первого раздела) или «1.2.3.» (третий пункт второго подраздела первого раздела).

Введение и заключение не нумеруют.

Сокращения в тексте не допускаются, кроме общепринятых. Исключение составляют единицы измерений.

Числа до десяти при отсутствии размерности в тексте пишут словами, свыше десяти - цифрами. Дроби всегда пишут цифрами. Число с единицей измерения пишут только цифрами.

Многочисленные цифры делят на группы по три цифры в каждой, справа налево. Каждую группу отделяют одна от другой пробелом в одну цифру.

Правильно

91 327 563

Неправильно

91327563

Если числа в тексте являются предельными, между ними ставят тире, многоточие или перед ними предлоги «от» и «до».

Например: мощность 5-10 кВт; мощность 5...10 кВт; мощность от 5 до 10 кВт.

Математические знаки применяют лишь в формулах. В тексте они пишутся словами. Например, следует писать «Диаметр  $D$  равен 0,5 м», а не « $D = 0,5$  м».

Формулы выделяют из текста свободными строками. Набор математических и химических формул должен быть по всей статье единообразным. Формулы в не зависимости от места расположения в статье следует набирать в редакторе формул Microsoft Equation 3.0 с размерами: обычный – 14 пт; крупный

индекс – 12 пт; мелкий индекс – 10 пт; крупный символ – 16 пт; мелкий символ – 10 пт.

Все русские и греческие буквы ( $\omega$ ,  $\Omega$ ,  $\eta$ ,  $\vartheta$ ,  $\beta$ ,  $\mu$  и т.д.) в формулах должны быть набраны прямым шрифтом! Обозначения тригонометрических функций ( $\sin$ ,  $\cos$ ,  $\tg$  и т.д.) – прямым шрифтом! Латинские буквы ( $d$ ,  $f$ ,  $g$ ,  $h$ ,  $j$ ,  $k$ ,  $l$ ,  $D$ ,  $F$ ,  $G$ ,  $H$  и т.д.) – курсивом.

Все формулы должны приводиться с расшифровкой условных обозначений и единицами измерения. Расшифровку буквенных обозначений и числовых коэффициентов дают непосредственно за формулой в той последовательности, в какой они приведены в формуле.

Первую строку расшифровки начинают со слова «где» без двоеточия после него.

После формулы ставят тот знак препинания, который необходим исходя из построения фразы: точка, запятая. Знаки препинания помещают непосредственно за формулами до их номера.

Формулы ПЗ нумеруют арабскими цифрами в пределах раздела. Номер формулы состоит из номера раздела и порядкового номера формулы в разделе, разделенных точкой. Номер формулы указывают в правой стороне листа на уровне формулы в круглых скобках.

Например: (3.2) - вторая формула третьего раздела.

Цифровой материал оформляют в виде таблиц. Ссылка на таблицу в тексте обязательна и должна быть дана до представления (расположения) самой таблицы в тексте ПЗ в виде сокращения – табл. 1 (если таблиц несколько) или полностью – таблица (в случае единственной таблицы).

Таблицы нумеруют последовательно арабскими цифрами. Над правым верхним углом таблицы помещают надпись «Таблица» с указанием номера (без знака №) раздела и порядкового номера таблицы в разделе, разделенных точкой.

Таблицы выполняют в текстовом редакторе в соответствии с вышеуказанными требованиями, центрируют без обтекания текстом и обязательно снабжают тематическими заголовками. Заголовки таблиц набирают в текстовом редакторе полужирным шрифтом курсивом и помещают через строку до таблицы, выравнивают по центру страницы без абзацного отступа.

Иллюстрации обозначают словом «Рис.» и нумеруют арабскими цифрами в пределах раздела. Номер иллюстрации должен состоять из номера раздела и порядкового номера иллюстрации, разделенных точкой, например: «Рис. 1.3» (третий рисунок первого раздела).

Если в ПЗ приведена одна иллюстрация, то ее не нумеруют.

Иллюстрации (чертежи, таблицы, схемы, графики), которые расположены на отдельных страницах ПЗ, включают в общую нумерацию страниц.

Ссылки в тексте на источники литературы допускается приводить в подстрочном примечании или указывать порядковый номер по списку использованных источников, выделенный двумя квадратными скобками, например: [4].

Ссылки на формулы указывают порядковым номером формулы в скобках, например: «... в формуле (2.3)».

На все таблицы должны быть ссылки в тексте, при этом слово «Таблица» в тексте пишут полностью, если таблица не имеет номера и сокращено, если имеет номер, например: «... в табл.1.2.».

В повторных ссылках на таблицы, иллюстрации и формулы указывают сокращенное слово «смотри», например «см. табл.2.4.».

Ссылки на иллюстрации указывают порядковым номером иллюстрации, например: «рис. 1.3.».

### 12.3 Порядок расчёта усилительного устройства

Исходные данные для расчета транзисторного усилителя для каждого варианта представлены в Приложении 2 (табл. П2.1)

Рекомендуется исходные данные свести в таблицу.

Таблица 12.1

Исходные данные

Номер варианта	Данные для расчета				
	$U_{\text{вых max}}$ , В	$R_{\text{н}}$ , Ом	$f_{\text{н}}$ , Гц	$E_{\text{пит}}$ , В	$M_{\text{н}}$

1. Выбирается тип транзистора из условия:

$$\text{а) } U_{\text{КЭ.доп}} \geq (1,1 \dots 1,3) U_{\text{п}},$$

где  $U_{\text{КЭ.доп}}$  – наибольшее допустимое напряжение между коллектором и эмиттером, которое приводится в справочниках, а  $U_{\text{п}} = E_{\text{К}}$ ;

$$\text{б) } I_{\text{К.доп}} > 2I_{\text{н.мах}} = \frac{2U_{\text{вых.мах}}}{R_{\text{н}}},$$

где  $I_{\text{н.мах}}$  – наибольшая возможная амплитуда тока нагрузки,  $I_{\text{К.доп}}$  – наибольший допустимый ток коллектора, приводится в справочниках;

в) предельная частота передачи тока базы должна быть больше или равна:

$$f_{\beta} \geq \frac{f_{\text{н}}}{\sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1}}.$$

г) Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора

$$P_{к.мах} = 0,25 P_H,$$

где  $P_H = \frac{U_{вых.мах}^2}{R_H}.$

д) по расчётным значениям  $U_{кэ,доп}$ ,  $I_{к,доп}$ ,  $P_{к.мах}$  и  $f_\beta$  выбирают тип биполярного транзистора.

Таблица 12.2

Параметры выбора транзистора.

Величина	Постоянный ток коллектора	Напряжение коллектор-эмиттер	Рассеиваемая мощность	Граничная частота передачи
Условие	$I_{к,доп} > 2I_{н.мах}$	$U_{кэ,доп} > (1,1 \dots 1,3)U_{п}$	$P_{к,доп} > P_{к.мах}$	$f_{гр} > f_\beta$
Значение				

По полученным результатам из [6] выбираем марку транзистора. Для выбранного биполярного транзистора выписываем справочные данные и заносим их в таблицу 12.3. Для каскадов усилителей напряжения обычно применяют маломощные транзисторы типа ГТ-108, ГТ-109, МП20, МП21, МП25, МП40, МП41, МП42, МП111, МП113 и др.

Таблица 12.3

Значение параметров, выбранного транзистора

Наименование	Обозначение	Значение	
		Минимальное	Максимальное
Максимальное напряжение коллектор-эмиттер, В	$U_{кэ.мах}$		
Максимальный ток коллектора, мА	$I_{к.мах}$		
Минимальный ток коллектора, мА	$I_{к.min}$		
Коэффициент передачи по току	$h_{21э}$		
Граничная частота, МГц	$f_\beta$		
Обратный ток коллектора, мкА	$I_{кбо}$		
Максимальная рассеиваемая мощность коллектора, мВт	$P_{мах}$		

2. Расчет режима работы транзистора и выбор пассивных элементов схемы: резисторов и конденсаторов.

2.1. Режим работы определяют по линии нагрузки, построенной на семействе выходных характеристик транзистора (выходные характеристики для выбранного типа транзистора представлены в [6]) по двум точкам (рис.12.2)

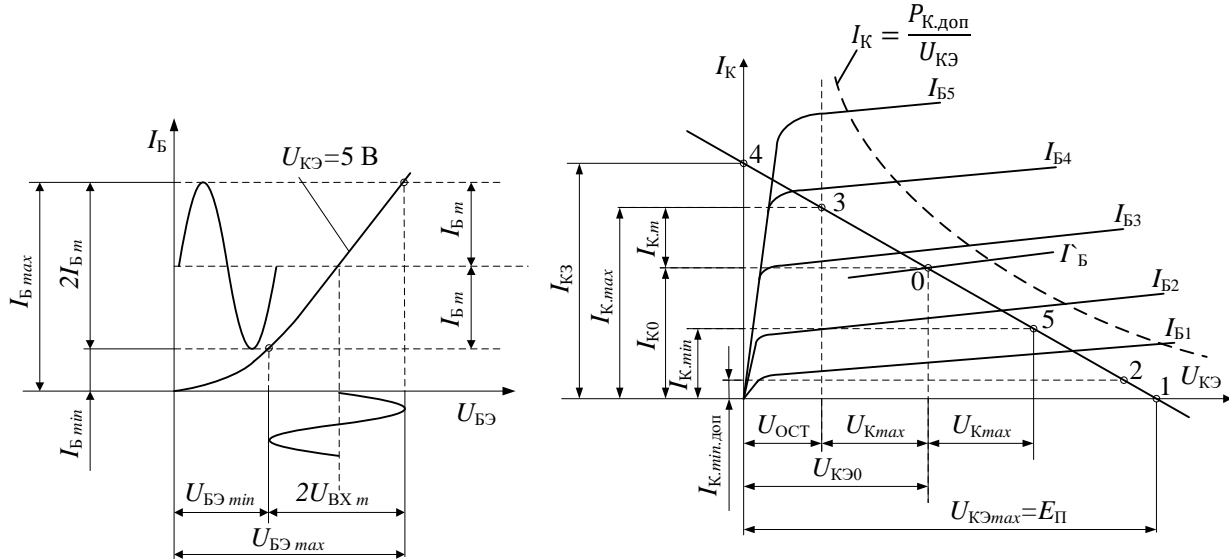


Рис. 12.2. Входная (а) и выходные (б) характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером

- точки холостого хода  $U_{KЭ.max} = E_K = U_{\Pi}$  на оси напряжения и  $I_K = 0$  на оси тока;

- точки покоя (рабочей точке по постоянному току) –  $U_{KЭ0}$  на оси напряжения и  $I_{K0}$  на оси тока.

Так как усилитель работает в режиме  $A$ , то ток и напряжение коллектора выбирают из соотношений:

$$I_{K0} \geq (1,05 \dots 1,2) I_{\text{вых.max}} = (1,05 \dots 1,2) I_{\text{н.max}} = (1,05 \dots 1,2) \frac{U_{\text{вых.max}}}{R_{\text{н}}},$$

$$U_{KЭ0} = U_{\text{вых.max}} + \Delta U_{KЭ} = U_{K.max} + \Delta U_{KЭ},$$

где  $\Delta U_{KЭ}$  – остаточное напряжение, соответствующее области нелинейных участков выходных вольтамперных характеристик (наименьшее допустимое напряжение  $U_{KЭ}$ ). Для маломощных транзисторов можно принять  $\Delta U_{KЭ} = (0,5 \dots 1,5)$  В.

Ток покоя базы транзистора определяют из соотношения:

$$I_{B0} = \frac{I_{K0}}{h_{21Э_{\min}}}.$$

По двум точкам  $(I_{K0}, U_{KЭ0})$  и  $(0, E_{\Pi})$  на семействе выходных характеристик строят нагрузочную прямую (рис.12.2.б).

Определяют положение рабочей точки на выходной характеристике выбранного транзистора, учитывая, что он работает в режиме  $A$  посередине нагрузочной прямой).

2.2. Определяют значения сопротивлений  $R_K$  и  $R_{Э}$  из условия режима короткого замыкания в транзисторе:

$$R_{\text{общ}} = \frac{U_{\Pi}}{I_{K3}},$$

где  $I_{K3}$  определяется по нагрузочной линии при  $U_{KЭ} = 0$  В.

$$\text{Принимается } R_K = \frac{R_{\text{общ}}}{(1,15 \dots 1,25)},$$

$$R_{Э} = (R_{\text{общ}} - R_K).$$

2.3. Определяют наибольшие амплитудные значения входного тока (сигнала)  $I_{ВХ.m}$  и входного напряжения  $U_{ВХ.m}$ , необходимые для обеспечения заданного значения  $U_{ВЫХ.max}$ . Амплитуду входного тока  $I_{ВХ.m}$  определяют по выражению:

$$I_{ВХ.m} = I_{Б.m} = \frac{I_{К.m}}{h_{21Э_{\min}}},$$

причем он не должен превышать значения  $(\frac{I_{Б.max} - I_{Б.min}}{2})$ , где для маломощных транзисторов  $I_{Б.min} = 0,05$  мА. Затем по входной характеристике (рис. 12.2.а) и найденным по ней значениям  $I_{Б.max}$  и  $I_{Б.min}$  определяется значение  $2I_{ВХ.m}$ .

$$2I_{ВХ.m} = 2I_{Б.m} = I_{Б.max} - I_{Б.min}.$$

2.4. По входной статической характеристике транзистора (рис. 12.2.а) для рассчитанных значений  $I_{Б.max}$  и  $I_{Б.min}$  находят  $U_{БЭ.max}$  и  $U_{БЭ.min}$ .

$$\text{Тогда } 2U_{ВХ.m} = U_{БЭ.max} - U_{БЭ.min},$$

2.5. Входное сопротивление транзистора переменному току (без учета делителя напряжения  $R_1, R_2$ )

$$R_{ВХ\sim} = \frac{2U_{ВХ.m}}{2I_{ВХ.m}} = \frac{2U_{ВХ.m}}{2I_{Б.m}}$$

2.6. Сопротивление делителя  $R_1, R_2$  с целью уменьшения шунтирующего действия на входную цепь, принимают равным

$$R_{1,2} \geq (8 \dots 12) R_{ВХ\sim},$$

где

$$R_{1,2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2},$$

тогда

$$R_1 = \frac{U_{\Pi} R_{1,2}}{R_{\Theta} I_{\Theta}} = \frac{E_K R_{1,2}}{R_{\Theta} I_{K0}};$$

$$R_2 = \frac{R_{1,2} R_1}{R_1 - R_{1,2}}.$$

2.7. Определяют мощности, рассеиваемые на резисторах схемы:

- на резисторе  $R_K$ :

$$P_{R_K} = (I_K)^2 R_K,$$

где  $I_K = I_{K0}$ .

- на резисторе  $R_2$ :

$$P_{R_2} = (I_{R_2})^2 R_2,$$

где  $I_{R_2} = \frac{U_{R_2}}{R_2} = \frac{U_{БЭ}}{R_2} = \frac{U_{Б0}}{R_2}.$

- на резисторе  $R_1$ :

$$P_{R_1} = (I_{R_1})^2 R_1,$$

где  $I_{R_1} = I_{Б0} + I_{R_2}$ .

- на резисторе  $R_{\Theta}$ :

$$P_{\Theta} = (I_{\Theta})^2 R_{\Theta},$$

где  $I_{\Theta} \approx I_K$ .

2.8. Проверяют, будет ли схема достаточно стабильно работать, для этого рассчитывают коэффициент неустойчивости работы каскада по формуле:

$$S = \frac{R_{\Theta} + R_{12}}{R_{\Theta} + \frac{R_{12}}{1 + \beta_{\max}}}.$$

Приемлемые значения коэффициента неустойчивости лежат в пределах от 3 до 5.

2.9. Рассчитывают ёмкости разделительных конденсаторов  $C_1$ ,  $C_2$  и ёмкость конденсатора в цепи эмиттера  $C_{\Theta}$ , распределив нелинейные искажения поровну между конденсаторами  $M_{H.C_1} = M_{H.C_2} = M_{H.C_{\Theta}} = \sqrt[3]{M_H}$ .

- разделительная ёмкость  $C_2$ , выходное сопротивление усилителя и сопротивление нагрузки образуют фильтр верхних частот, нижняя граничная частота



которого должна быть выбрана так, чтобы полностью пропускались нижние частоты сигнала, поэтому:

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi f R_{\text{ВЫХ}} \sqrt{M_{\text{Н.С}_2}^2 - 1}}; \quad R_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_{\text{ВЫХ.Т}} R_{\text{К}}}{R_{\text{ВЫХ.Т}} + R_{\text{К}}} + R_{\text{Н}},$$

где  $R_{\text{ВЫХ.Т}}$  – выходное сопротивление транзистора, определяемое по выходным статическим характеристикам для схемы с ОЭ. В большинстве случаев  $R_{\text{ВЫХ.Т}} \gg R_{\text{К}}$ , поэтому можно принять  $R_{\text{ВЫХ}} \approx R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}$ .

- разделительная емкость  $C_1$  и входное сопротивление усилителя образуют фильтр верхних частот, нижняя граничная частота которого должна быть выбрана так, чтобы полностью пропускались нижние частоты сигнала. Величина емкости могут быть определены по формуле

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi f R_{\text{ВХ}} \sqrt{M_{\text{Н.С}_1}^2 - 1}},$$

где  $R_{\text{ВХ}}$  – входное сопротивление усилителя, равно параллельному соединению сопротивлений  $R_1$ ,  $R_2$  и  $r_{\text{ВХ}}$  поэтому

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi f \frac{r_{\text{ВХ}} R_{1,2}}{r_{\text{ВХ}} + R_{1,2}} \sqrt{M_{\text{Н.С}_1}^2 - 1}},$$

где  $r_{\text{ВХ}}$  – входное сопротивление схемы, которое представляет собой сопротивление  $r_{\text{БЭ}}$  и равно

$$r_{\text{ВХ}} = r_{\text{БЭ}} = \frac{U_{\text{T}} h_{21\text{Э}}}{I_{\text{К}}},$$

где  $U_{\text{T}}$  – термический потенциал, равный 25,5 мВ,  $I_{\text{К}}$  – коллекторный ток транзистора.

- конденсатор эмиттерной цепи  $C_{\text{Э}}$ :

$$C_{\text{Э}} \geq \frac{10}{2\pi f_{\text{Н}} R_{\text{Э}}}.$$

3. После определения расчетных величин сопротивлений и емкостей следует выбрать их номинальные значения из 5 % ряда номиналов, выпускаемых промышленностью и занести эти значения в спецификацию.

Из [4] выбирают номинальные значения сопротивлений резисторов, ближайšie из стандартного ряда по принципу ближайšie большие. Номинальные значения мощностей также выбирают ближайšie большие. Выбирают также допуски на резисторы. Все резисторы рекомендуется выбирать типов МЛТ.

Емкость конденсаторов выбирают согласно стандартному ряду значений емкостей из [2]:

$C_x = n10^k$ , где  $k=1,2,...,8$ .  $n = 1; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2; 2,2; 2,4; 2,7; 3; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1$ .

4. Рассчитывают коэффициент усиления каскада с ОЭ по напряжению:

$$K_{U_{\text{теор}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ.}m}}{U_{\text{ВХ.}m}}$$

5. Проводят проверочный экспериментальный расчет режима работы разработанной электронной схемы

Составить модель, разработанной электронной схемы в среде Electronic Workbench-5.12, установив параметры элементов и напряжения источников, согласно задания и расчета (рис. 12.3). Экспериментальное исследование должно включать в себя модель устройства со всеми приборами, осциллограммы входного и выходного сигналов, результаты измерения токов в цепи коллектора, эмиттера и базы, а также входного и выходного напряжения.

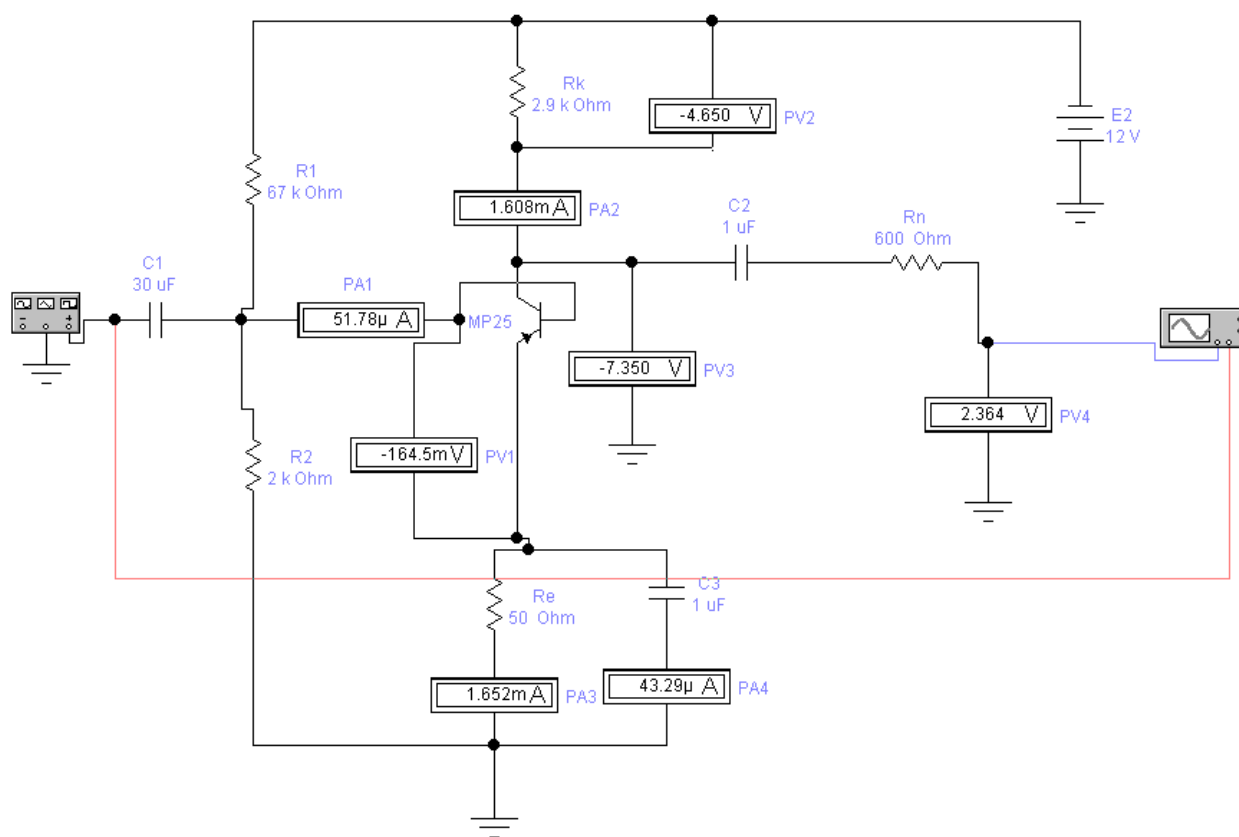


Рис. 12.3. Модель принципиальной схемы усилителя низкой частоты с ОЭ в среде Electronic Workbench-5.12

Добиваются рабочего режима, разработанной схемы, путем регулирования величины сопротивления  $R1$ , таким образом, чтобы  $U_{\text{КЭ}} \approx 0,5U_{\text{П}}$ .

6. Проводят расчёт коэффициента усиления по результатам осциллографирования, полученным на модели ( $K_{U_{\text{эксп}}}$ ).

7. Результаты заносят в табл. 12.4

Таблица 12.4.

Проверочный расчет режима работы электронной схемы

Параметры	$R_K$ , Ом	$R_2$ , Ом	$R_1$ , Ом	$R_{\Sigma}$ , Ом	$C_2$ , мкФ	$C_2$ , мкФ	$C_3$ , мкФ	$K_{U_{\text{теор}}}$	$K_{U_{\text{эксп}}}$
Расчетные значения									
Уточненные значения									
Результаты моделирования									

## 12.2 Порядок расчёта стабилизатора напряжения

Расчёт стабилизатора выполняют по следующей методике [27].

Исходными данными для расчета стабилизатора напряжения являются:

$U_{\text{вых}}$  – выходное (стабилизированное) напряжение. Принимаем равным напряжению питания усилителя ( $U_{\text{вых.ст}} = E_{\text{п}}$ ).

$\Delta U_{\text{вых}}\%$  – относительные пределы изменения  $U_{\text{вых}}$  в %. Принимаем  $\Delta U_{\text{вых}} = \pm 0,2\%$ .

$\Delta U_{\text{вх}}\%$  – относительные пределы изменения  $U_{\text{вх}}$  в %. Принимаем  $\Delta U_{\text{вх}} = \pm 10\%$ .

$I_{\text{н}}$  – номинальный ток нагрузки, равный току, потребляемому транзисторным усилителем. Принимаем равным  $I_{K_{\text{max}}}$  (см. расчёт усилителя).

$K_{\text{п.вых}}\%$  – допустимый коэффициент пульсаций на выходе стабилизатора в %. Принимаем 0,1%.

В результате расчета определяют:

- необходимую величину входного напряжения стабилизатора  $U_{\text{вх}} = U_4$ ;
- входной ток стабилизатора  $I_{\text{вх}} = I_4$  (рис. 12.5);
- коэффициент пульсаций напряжения на входе стабилизатора  $K_{\text{п.вх}}$ ;
- параметры всех элементов схемы стабилизатора;
- действительный коэффициент стабилизации  $K'_{\text{ст}}$ .

## Вычисление расчётных сведений

1. Выбирают схему компенсационного стабилизатора напряжения с регулирующим элементом, состоящим из двух транзисторов (рис. 12.4).

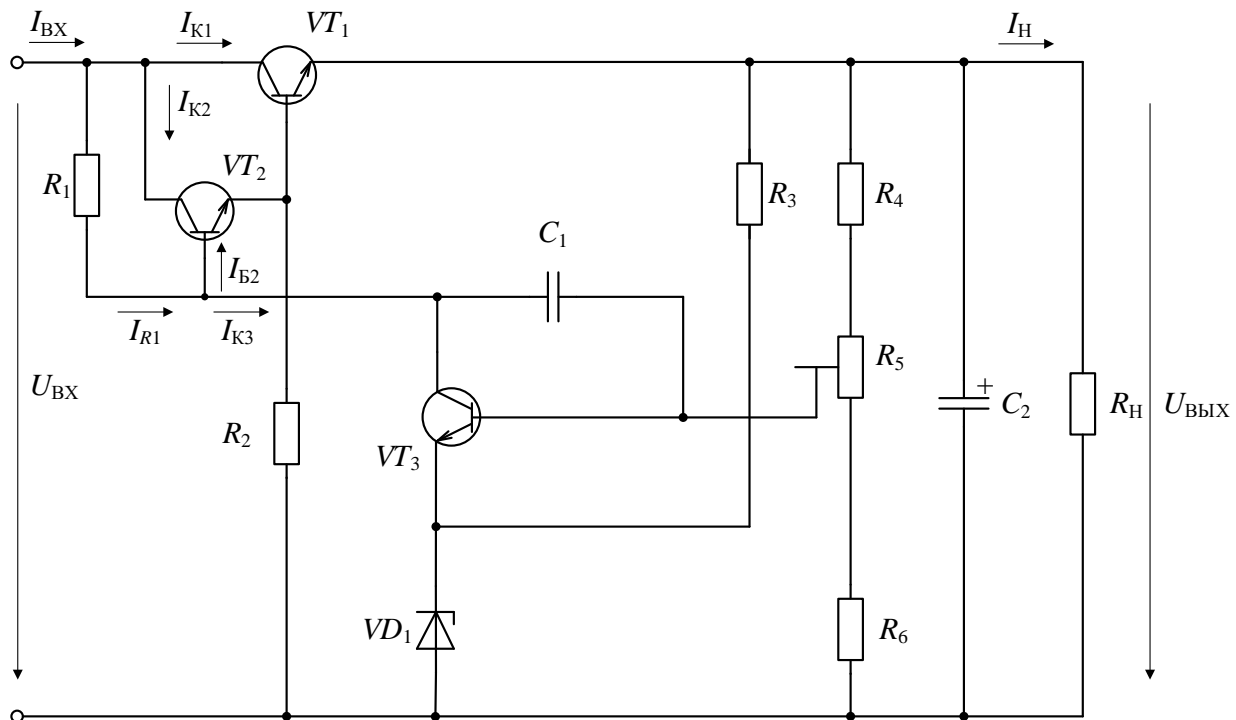


Рис. 12.4. Принципиальная схема стабилизатора напряжения

2. Выбирают тип регулирующего транзистора  $VT1$  и его режим

Минимальное напряжение на входе стабилизатора

$$U_{BX.min} = U_{ВЫХ} (1 + \Delta U_{ВЫХ\%} / 100) + K_3 U_{KЭ.min},$$

где  $U_{KЭ.min} = (1-2)$  В – минимальное напряжение между коллектором и эмиттером транзистора  $VT1$ , при котором его работа не заходит в область насыщения;

$K_3$  – коэффициент запаса по напряжению, принимают в пределах (1,3-1,5).

Учитывая допустимые изменения входного напряжения, определяется номинальное и максимальные значения входного напряжения:

$$U_{BX.ном} = U_{BX.min} (1 + \Delta U_{ВХ\%} / 100), \quad U_{BX.max} = U_{BX.ном} (1 + \Delta U_{ВХ\%} / 100).$$

Определяют максимальное напряжение  $U_{KЭ1max}$  и максимальная мощность  $P_{K1max}$ , рассеиваемая на регулирующем транзисторе:

$$U_{KЭ1max} = U_{ВХ.max} - U_{ВЫХ.min} = U_{ВХ.max} - U_{ВЫХ} (1 - \Delta U_{ВЫХ\%} / 100),$$

$$P_{K1max} = U_{KЭ1max} I_H.$$

По рассчитанным значениям  $U_{KЭ1max}$ ,  $P_{K1max}$ ,  $I_{K1} = I_H$  по справочникам [6, 28] выбирают тип транзистора VT1, и записывают в таблицу его параметры.

Таблица 12.5

Параметры транзистора VT1

Максимальное допустимое напряжение коллектор-эмиттер,	Максимально допустимый ток коллектора	Максимально допустимая рассеиваемая мощность	Статический коэффициент передачи тока $h_{21Э1}$
$U_{KЭ1доп} \geq U_{KЭ1max}$	$I_{K1доп} \geq I_{K1max}$	$P_{K1доп} \geq P_{K1max}$	

### 3. Выбирают тип согласующего транзистора VT2

Коллекторный ток транзистора VT2:

$$I_{K2} = I_{B1} + I_{R2} = (I_{K1} / h_{21Э1}) + I_{R2} \approx (I_H / h_{21Э1}) + I_{R2}.$$

где  $I_{R2}$  – дополнительный ток, протекающий через резистор R2, который выбирается в пределах (3-5) мА.

Определяют максимальные значения напряжения  $U_{KЭ2max}$  и мощности  $P_{K2max}$  согласующего транзистора VT2:

$$U_{KЭ2max} \approx U_{KЭ1max}, P_{K2max} = U_{KЭ2max} I_{K2}.$$

По рассчитанным значениям  $U_{KЭ2max}$ ,  $P_{K2max}$ ,  $I_{K2}$  по справочникам [6, 28] выбирают тип согласующего транзистора VT2, и записывают в таблицу его параметры

Таблица 12.6

Параметры транзистора VT2

Максимальное допустимое напряжение коллектор-эмиттер	Максимально допустимый ток коллектора	Максимально допустимая рассеиваемая мощность	Статический коэффициент передачи тока $h_{21Э2}$
$U_{KЭ2доп} \geq U_{KЭ2max}$	$I_{K2доп} \geq I_{K2}$	$P_{K2доп} \geq P_{K2max}$	

Определяют сопротивление и мощность резистора R2:

$$R2 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{R2}}, \quad P_{R2} = (I_{R2})^2 R2.$$

### 4. Выбирают тип стабилитрона малой мощности и его режим.

Напряжение стабилизации стабилитрона принимается равным:

$$U'_{\text{СТ}} = (0,6 - 0,8) U_{\text{ВЫХ}}$$

По рассчитанному значению  $U'_{ст}$  по [3] выбирают тип стабилитрона VD1, и записывают его параметры (табл. 12.7).

Таблица 12.7

Параметры стабилитрона VD1

Максимальное значение напряжения стабилизации	Минимальное значение напряжения стабилизации	Максимальное значение тока стабилизации	Минимальное значение тока стабилизации
$U_{стmax}$	$U_{стmin}$	$I_{стmax}$	$I_{стmin}$

Сопротивление и мощность ограничивающего резистора R3 определяются по выражениям:

$$R3 = \frac{U_{вых} - U_{ст}}{I_{ст} - I_{Э3}}, \quad P_{R3} = (I_{R3})^2 R3,$$

где  $I_{ст} = (I_{стmax} + I_{стmin}) / 2$ ;

$I_{Э3}$  – ток эмиттера транзистора VT3, выбирают в пределах (1-2) мА.

Ток коллектора VT3:  $I_{К3} = I_{Э3}$ .

5. Выбирают тип усилительного транзистора и его режим.

В качестве усилительного используется маломощный транзистор.

Максимальное напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT3

$$U_{КЭ3max} = U_{вых} (1 + \Delta U_{вых\%} / 100) - U_{стmin}$$

Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе VT3

$$P_{К3max} = U_{КЭ3max} I_{К3}.$$

По рассчитанным значениям  $U_{КЭ3max}$ ,  $P_{К3max}$ ,  $I_{К3}$  и по справочнику [6, 28] выбирают тип согласующего транзистора VT3, и записывают его параметры (табл. 12.8).

Таблица 12.8

Параметры транзистора VT3

Максимальное допустимое напряжение коллектор-эмиттер	Максимально допустимый ток коллектора	Максимально допустимая рассеиваемая мощность	Статический коэффициент передачи тока $h_{21Э3}$	Входное сопротивление транзистора $h_{11Э3}$
$U_{КЭ3доп} \geq U_{КЭ3max}$	$I_{К3доп} \geq I_{К3}$	$P_{К3доп} \geq P_{К3max}$		

В случае, если в справочнике отсутствует значение параметра  $h_{11Э}$ , то его определяют либо по входной характеристике транзистора [6, 28], либо принимают: для германиевого транзистора 1000 Ом, для кремниевого 2000 Ом.

Определяют сопротивление и мощность транзистора  $R1$ :

$$R1 = \frac{U_{R1}}{I_{R1}} = \frac{U_{КЭ1}}{I_{К3} + I_{Б2}} = \frac{U_{ВХ} - U_{ВЫХ}}{I_{К3} + I_{Б2}},$$

$$P_{R1} = (I_{R1})^2 R1 = (I_{К3} + I_{Б2})^2 R1.$$

где  $I_{Б2} = \frac{I_{К2}}{h_{21Э2}}$  – ток базы транзистора  $VT2$ ,  $U_{R1} = U_{КЭ1}$  – падение напряжения

на резисторе  $R1$ ,  $I_{R1} = I_{К3} + I_{Б2}$  – ток, протекающий через резистор  $R1$

6. Входной ток стабилизатора  $I_{ВХ} = I_4 = I_{К1} + I_{К2} + I_{R1}$ .

7. Рассчитывают сопротивления делителя напряжения  $R4$ ,  $R5$  и  $R6$ :

Ток делителя выбирают в пределах:

$$I_{дел} = (20 - 50)I_{Б3}, \text{ где } I_{Б3} = \frac{I_{К3}}{h_{21Э3}}.$$

Тогда сопротивления резисторов делителя:

$$R_{дел} = \frac{U_{ВЫХ}}{I_{дел}};$$

$$R6 = R_{дел.min} = \frac{R_{дел}U_{ст.min}}{U_{ВЫХ.max}} = \frac{R_{дел}U_{ст.min}}{U_{ВЫХ}(1 + \Delta U_{ВЫХ\%}/100)};$$

$$R_{дел.max} = \frac{R_{дел}U_{ст.max}}{U_{ВЫХ.min}} = \frac{R_{дел}U_{ст.max}}{U_{ВЫХ}(1 - \Delta U_{ВЫХ\%}/100)};$$

$$R4 = R_{дел} - R_{дел.max};$$

$$R5 = R_{дел.max} - R_{дел.min}.$$

Мощности резисторов делителя  $R4$ ,  $R5$  и  $R6$ :

$$P_{R4} = (I_{дел})^2 R4;$$

$$P_{R5} = (I_{дел})^2 R5;$$

$$P_{R6} = (I_{дел})^2 R6.$$

Из [4] выбирают номинальные значения сопротивлений резисторов, ближайшие из стандартного ряда по принципу ближайшие большие. Номинальные значения мощностей также выбирают ближайшие большие. Выбирают также допуски на резисторы. Все резисторы, кроме  $R5$  рекомендуется выбирать типов С2-6, С2-23, С2-33, переменный резистор  $R5$  – РП-163, СП5-1, СП5-3.

8. Выбирают конденсаторы  $C1$  и  $C2$ .

Емкость конденсатора  $C1$ , включенного для предотвращения самовозбуждения стабилизатора, выбирается в пределах 0,5-1,0 мкФ, причем конденсатор  $C1$  керамический. Емкость конденсатора  $C2$ , включение которого приводит к незначительному уменьшению пульсаций выходного напряжения и заметному уменьшению выходного сопротивления стабилизатора переменному току выбирается в пределах 1000-2000 мкФ, причем конденсатор  $C2$  электролитический. По справочнику [2] выбирают типы и номинальные параметры конденсаторов  $C1$  и  $C2$ .

9. Требуемый коэффициент стабилизации  $K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}\%}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}\%}}$ .

10. Величина пульсаций на входе стабилизатора не должна превышать значения:

$$K_{\text{П.ВХ}} = K_{\text{П.ВЫХ}} K_{\text{ст}}.$$

Следовательно, выпрямитель, питающий стабилизатор, должен быть рассчитан на  $U_{\text{ВХ}} = U_4$ ,  $I_{\text{ВХ}} = I_4$ , и  $K_{\text{П.ВХ}}$ .

11. Рассчитывают действительное значение коэффициента стабилизации:

$$K'_{\text{ст}} = \frac{\alpha K_3 U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}},$$

где  $\alpha = \frac{U_{\text{ст}}}{U_{\text{ВЫХ}}}$  – коэффициент деления делителя,  $K_3 = \frac{R1h_{21Э3}}{h_{11Э1}}$  – коэффициент усиления усилительного каскада на  $VT3$ .

Для нормальной работы стабилизатора необходимо, чтобы  $K'_{\text{ст}} \geq K_{\text{ст}}$ . Если это неравенство не выполняется, то следует выбирать транзисторы  $VT3$  и  $VT3$  с большим коэффициентом усиления тока базы  $h_{21Э}$ .

12. Проводят проверочный экспериментальный расчёт режима работы разработанной электронной схемы, для чего, необходимо составить модель, разработанной электронной схемы стабилизатора в среде Electronic Workbench-5.12, установив параметры элементов, согласно задания и расчета. Экспериментальное исследование должно включать в себя модель устройства с вольтметрами для измерения напряжений на входе и выходе стабилизатора.

### 12.3 Порядок расчёта выпрямителя

Расчет двухполупериодного выпрямителя с фильтром, осуществляется по методике, изложенной в [12].

Исходными данными для расчета выпрямителя являются:



$I_{н.ср}$  ток на выходе выпрямителя (А). Принимаем равным входному току стабилизатора  $I_{вх} = I_4$

$U_{н.ср}$  – напряжение на выходе выпрямителя (В). Принимаем равным  $U_{вх.ном}$  стабилизатора

номинальное напряжение сети –  $U_1$ , В;

требуемый коэффициент сглаживания фильтра –  $q$ .

Исходные данные для расчета мостового выпрямителя для каждого варианта представлены в Приложении 2 (табл. П2.1)

Рекомендуется исходные данные свести в таблицу.

Таблица 12.9

Исходные данные

Номер варианта	Данные для расчета			
	$U_1$ , В	$U_{н.ср}$ , В	$I_{н.ср}$ , А	$q$

### Принцип действия выпрямителя

Двухполупериодные выпрямители – это выпрямители, в которых ток через нагрузку будет протекать в одном и том же направлении за оба полупериода. Двухполупериодные выпрямители могут строиться по мостовой или полумостовой схеме (когда, например, в случае выпрямления однофазного тока, используется специальный трансформатор с выводом от средней точки вторичной обмотки и вдвое меньшим количеством выпрямляющих ток элементов). Такая схема ныне применяется редко, так как более металлоёмка и имеет большее эквивалентное активное внутреннее сопротивление, то есть большие потери на нагрев обмоток трансформатора. При построении двухполупериодного выпрямителя со сглаживающим конденсатором следует всегда помнить, что переменное напряжение всегда измеряется в «действующем» значении, которое в 1,41 раза меньше его максимальной амплитуды, а выпрямленное напряжение на конденсаторе, в отсутствии нагрузки, будет всегда равно амплитудному. Это означает, что, например, при измеренном напряжении однофазного переменного тока 12 вольт до мостового однофазного выпрямителя со сглаживающим конденсатором, на конденсаторе, (в отсутствии нагрузки), будет напряжение до 17 вольт. Под нагрузкой выпрямленное напряжение будет ниже, (но не ниже величины действующего напряжения переменного тока, если внутреннее сопротивление трансформатора - источника переменного тока - принять равным нулю) и зависеть от ёмкости сглаживающего конденсатора.

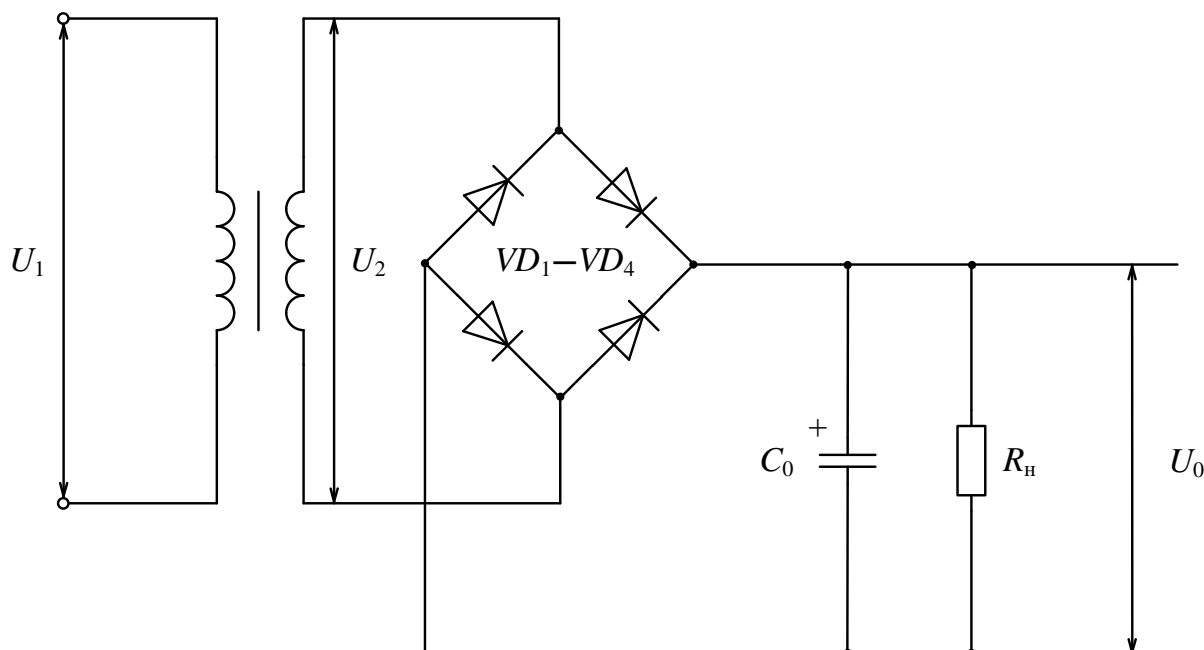


Рис. 12.5. Принципиальная схема однофазного выпрямителя с фильтром

### Вычисление расчетных сведений

Для активно-емкостной нагрузки выпрямителя соотношение между выпрямленным напряжением  $U_{н.ср}$  и действующим значением напряжения вторичной обмотки трансформатора  $U_2$  имеет вид:

$$U_{н.ср} = \sqrt{2}U_2.$$

Отсюда необходимое значение напряжения  $U_2$  определим как

$$U_2 = \frac{U_{н.ср}}{\sqrt{2}}.$$

Для выбора типа диодов определяем обратное максимальное напряжение  $U_{обр.мах}$ , прикладываемое к нему в обратном направлении:

$$U_{обр.мах} = \sqrt{2}U_2$$

Среднее значение прямого тока, протекающего через каждый диод, для мостовой схемы выпрямления определяется выражением:

$$I_{пр.ср} = \frac{I_{н.ср}}{2} = \frac{U_{н.ср}}{2R_n},$$

где  $R_n = \frac{U_{н.ср}}{I_{н.ср}}$  сопротивление нагрузки.

Из [3] выбираем диоды определенной марки, исходя из соотношений

$$U_{обр.доп} > U_{обр.мах}; I_{пр.доп} > I_{пр.ср},$$

с параметрами  $U_{обр} =$ ,  $I_{пр} =$ .

Расчёт ёмкостного фильтра для однофазного мостового выпрямителя обычно производится приближенно графически по коэффициентам. На рис. 3.3 приведены зависимости вспомогательных коэффициентов  $B$ ,  $D$  и  $H$  от коэффициента  $A$ . Расчетный коэффициент  $A$  определяется по формуле [13]:

$$A = \frac{\pi I_{\text{н.ср}} R_{\text{вн}}}{2U_{\text{н.ср}}},$$

где  $R_{\text{вн}}$  – внутреннее сопротивление выпрямителя. Принимаем  $R_{\text{вн}} \leq R_{\text{н}}$ .

Затем по номограммам рис. 3.3 определяем остальные коэффициенты  $B$ ,  $D$  и  $H$ .

Тогда

$$C_{\text{ф}} = \frac{H}{p_{\text{вых}} R_{\text{вн}}} [\text{мкФ}], \quad U_2 = B U_{\text{н.ср}}, \quad I_2 = \frac{\sqrt{2} D I_{\text{н.ср}}}{2}.$$

где  $p_{\text{вых}}$  – коэффициент пульсаций, требуемый для питания усилителя.

Определяют из формулы коэффициента сглаживания:

$$q = \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вых}}},$$

где  $p_{\text{вх}}$  – коэффициентов пульсаций на входе фильтра (на выходе выпрямителя).

Для однофазного мостового выпрямителя известно  $p_{\text{вх}} = 0,67$ .

Ёмкость реального конденсатора выбирают согласно стандартному ряду значений ёмкостей:

$$C_x = n 10^k, \text{ где } k=1,2,\dots,8.$$

$n = 1; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2; 2,2; 2,4; 2,7; 3; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1$ .

Расчетная (типовая) мощность трансформатора равна:

$$S_{\text{тр}} = 0,5(S_1 + S_2)$$

Для мостовой схемы выпрямителя ток первичной обмотки  $I_1$  трансформатора связан с током  $I_2$  через коэффициент трансформации  $k_{\text{тр}}$ :

$$I_1 = \frac{I_2}{k_{\text{тр}}}; \quad k_{\text{тр}} = \frac{U_1}{U_2}.$$

Тогда, зная значения токов, получим:

$$P_{\text{тр}} = 0,5(P_1 + P_2) = 0,5(U_1 I_1 + U_2 I_2).$$

Таким образом, расчетные параметры трансформатора, по которым он проектируется или выбирается из электротехнических каталогов,

$$U_1 = \text{В}; I_1 = \text{А}; U_2 = \text{В}; I_2 = \text{А}; k_{\text{тр}} = ; P_{\text{тр}} = \text{Вт}.$$

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Колесников Е.Б. Электроника: Курс лекций. Часть 1. Компоненты электронных устройств: Учебное пособие. Новомосковск, РХТу им. Д.И. Менделеева. Новомосковский ин-т, 2000, 89 с.
2. Справочник по электрическим конденсаторам/ М.Н. Дьяконов и др. М., Радио и связь, 1983, 576 с.
3. Диоды: Справочник / О.П. Григорьев и др. М., Радио и связь, 1990, 336 с.
4. Резисторы: Справочник /В.В. Дубровский, Д.М. Иванов, Н.Я. Пратусевич и др./ Под ред. И.И. Четверткова и В.М. Терехова. М., Радио и связь, 1991, 528 с.
5. Миловзоров О.В. Основы электроники (6-е изд.) // О.В. Миловзоров, И.Г. Панков. Юрайт, 2018, 344 с.
6. Транзисторы: Справочник / О.П. Григорьев и др. М., Радио и связь, 1989, 272 с.
7. Прянишников В.А. Электроника: Курс лекций. – СПб.: КОРОНА принт, 1998.– 400 с.
8. Мощные полупроводниковые приборы. Тиристоры: Справочник / В.Я. Замятин, Б.В. Кондратьев, В.М. Петухов. М., Радио и связь, 1987, 576 с.
9. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: Справочник / Под ред. С.В. Якубовского. М., Радио и связь, 1990, 496 с.
10. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др. – М.: Радио и связь, 1985. – 576 с.
11. Электротехника и электроника. В 3-х кн. Кн. 3. Электрические измерения и основы электроники / Под ред. В.Г. Герасимова. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 432 с.
12. Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника / Под ред. В.А. Лабунцова. – М., Энергоатомиздат, 1988.– 320 с.
13. Колесников Е.Б. Электроника: Курс лекций. Часть 2. Источники вторичного электропитания: Учебное пособие. Новомосковск, РХТу им. Д.И. Менделеева. Новомосковский ин-т, 2000, – 66 с.
14. Основы промышленной электроники / В.Г. Герасимов, О.М. Князьков, А.Е. Краснопольский, В.В. Сухоруков. – М., Высшая школа, 1986.– 336 с.
15. Гершунский Б.С. Основы электроники. – М.: Высшая школа, 1977. – 344 с.

16. Гальперин М.В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 320 с
17. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: Справочник / Под ред. С.В. Якубовского. – М.: Радио и связь, 1990. – 496 с.
18. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника: Учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов. – М.: Высшая школа, 1991. – 622 с.
19. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин: (Измерительные преобразователи). Учеб. Пособие для вузов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1983. – 320 с.
20. Коломбет Е.А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов. – М.: Радио и связь, 1991. – 376 с.
21. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС. – М.: Мир, 1985. – 572 с.
22. Калабеков Б.А. Цифровые устройства и микропроцессорные системы: Учебник для техникумов связи. – М.: Горячая линия-Телеком, 2000. – 336 с.
23. Новиков Ю.В. Основы цифровой схемотехники. – М.: Мир, 2001. – 379 с.
24. Каган В.М., Сташин В.В.. Основы проектирования микропроцессорных устройств автоматики. – М.: Энергоиздат, 1987. – 304 с.
25. Зельдин Е.А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 280 с.
26. Водовозов А.М. Элементы систем автоматики: учеб. пособие для студ. высш. учеб. Заведений / А.М. Водовозов. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 224 с.
27. Бочаров Л.Н. Расчёт электронных устройств на транзисторах. – М.: Энергия, 1978. – 208 с.
28. Полупроводниковые приборы: Транзисторы. Справочник /В.А. Аронов, А.В. Баюков, А.А. Зайцев и др. Под общей ред. Н.Н. Горюнова. – М.: Энергоиздат, 1982. – 904 с.

Образец титульного листа

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего образования  
«Тульский государственный университет»

Кафедра «Электротехника и электрооборудование»

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА

к курсовой работе по дисциплине  
«Электроника»

Студент \_\_\_\_\_  
(подпись, фамилия, инициалы)

группа \_\_\_\_\_

Руководитель работы \_\_\_\_\_  
(подпись, фамилия, инициалы)

Работа защищена \_\_\_\_\_ Оценка \_\_\_\_\_

Члены комиссии: \_\_\_\_\_ (дата)

Тула 20\_\_

## Приложение 2

### Варианты заданий для расчета транзисторного усилителя переменного тока

Таблица П2.1

Номер варианта	Данные для расчета				
	$U_{\text{вых max}}, \text{В}$	$R_{\text{н}}, \text{Ом}$	$f_{\text{н}}, \text{Гц}$	$E_{\text{пит}}, \text{В}$	$M_{\text{н}}$
1	3	600	100	12	1,2
2	2	400	90	16	1,2
3	1	250	120	9	1,25
4	5	450	200	14	1,3
5	8	350	150	20	1,3
6	2,4	600	180	8	1,25
7	3,4	550	140	12	1,25
8	1,6	280	160	6	1,2
9	4	590	170	17	1,2
10	2,2	440	110	9	1,4
11	3,4	600	150	12	1,4
12	1,5	200	60	3	1,3
13	1,7	250	70	6	1,3
14	1,8	300	80	9	1,3
15	2	350	90	12	1,2
16	2,1	400	120	15	1,2
17	2,3	450	140	18	1,2
18	2,5	480	150	24	1,4
19	2,7	500	160	27	1,4
20	2,8	520	170	24	1,4
21	3	540	180	20	1,35
22	3,1	550	200	18	1,35
23	3,2	580	220	15	1,25
24	3,5	560	230	12	1,25
25	3,6	480	250	9	1,2
26	1,8	320	270	6	1,3
27	3	600	300	15	1,2
28	4	500	200	12	1,3
29	5	520	250	10	1,3
30	6,5	640	280	18	1,25

Номер варианта	Данные для расчета				
	$U_{\text{вых max}}, \text{В}$	$R_{\text{н}}, \text{Ом}$	$f_{\text{н}}, \text{Гц}$	$E_{\text{пит}}, \text{В}$	$M_{\text{н}}$
31	2,5	480	300	16	1,25
32	4,5	350	230	15	1,4
33	5	450	270	20	1,5
34	5	430	350	9	1,5
35	6	420	250	12	1,4
36	6	560	150	24	1,4
37	5,5	480	170	27	1,3
37	4	550	190	15	1,2
38	4	450	200	18	1,25
39	2,5	350	220	10	1,25
40	3	420	230	12	1,4
41	2	320	250	9	1,3
42	2,5	400	270	15	1,3
43	3,5	480	220	12	1,2
44	4,5	520	210	19	1,2
45	5	590	200	15	1,35

Примечание. Считать, что каскад усиления работает в стационарных условиях ( $T_{\text{мин}} = 15^{\circ}\text{C}$ ;  $T_{\text{мак}} = 25^{\circ}\text{C}$ ). При расчете влиянием температуры на режим транзистора пренебречь.



## Приложение 3

### Варианты заданий для расчёта однофазного мостового выпрямителя

Таблица ПЗ.1

Номер варианта	Данные для расчета	
	$U_1$ , В	$q$
1	127	5
2	127	10
3	127	15,7
4	127	20
5	127	31,44
6	127	3
7	220	5
8	220	10
9	220	20
10	220	30
11	220	40
12	220	3
13	380	6
14	380	12
15	380	24
16	380	36
17	380	48
18	380	5
19	220	10
20	220	12,5
21	220	25
22	220	20
23	220	31,5
24	220	3
25	127	5
26	127	10
27	127	15
28	127	30
29	127	35,6
30	127	5
31	380	10

Номер варианта	Данные для расчета	
	$U_1, \text{В}$	$q$
32	380	15,7
33	380	20
34	380	31,44
35	380	3
36	380	5
37	660	10
38	660	20
39	660	30
40	660	40
41	660	3
42	660	6
43	1000	12
44	1000	24
45	1000	36

## Образец задания на курсовую работу

МИНОБРНАУКИ РОССИИ  
Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего образования  
«Тульский государственный университет»  
Кафедра «Электротехника и электрооборудование»

### ЗАДАНИЕ НА КУРСОВУЮ РАБОТУ

Студент \_\_\_\_\_ группа \_\_\_\_\_

1. Тема: Транзисторный усилитель переменного напряжения и источник питания

2. Исходные данные: Схема транзисторного усилителя с общим эмиттером.

Амплитуда выходного напряжения  $U_{\text{вых.мах}} =$  , В.

Сопротивление нагрузки  $R_n =$  , Ом.

Частота напряжения нагрузки  $f_n =$  , Гц.

Напряжение питания усилителя  $E_{\text{пит}} =$  , В.

Коэффициент частотных искажений  $M_n =$

Тип выпрямителя – однофазный мостовой

Номинальное выпрямительное напряжение  $U_{\text{н.ср}} =$  В.

Ток нагрузки  $I_{\text{н.ср}} =$  , А.

Номинальное напряжение сети  $U_1 =$  , В.

Требуемый коэффициент сглаживания фильтра  $q =$  .

3. Содержание пояснительной записки

3.1 Введение

3.2 Расчет транзисторного усилителя напряжения

3.2.1. Описание принципа работы транзисторного усилителя по схеме с общим эмиттером

3.2.2. Содержание расчета транзисторного усилителя напряжения

3.2.3. Выбор элементов схемы транзисторного усилителя.

3.2.4. Проверочный экспериментальный расчет и моделирование режима работы разработанной электронной схемы

### 3.3. Расчет выпрямителя

#### 3.3.1 Описание принципа работы выбранной схемы выпрямителя

3.3.2. Расчет элементов схемы выпрямителя и трансформатора источника питания.

#### 3.3.3 Выбор элементов схемы

### 3.4. Расчет стабилизатора напряжения

3.4.1. Описание принципа работы, выбранной схемы стабилизатора напряжения

#### 3.4.2. Расчет элементов схемы стабилизатора напряжения.

#### 3.4.3 Выбор элементов схемы

### 4. Заключение

5. Схема электрическая принципиальная усилителя с источником питания.

6. Перечень элементов к принципиальной схеме (Спецификация).

Руководитель работы \_\_\_\_\_  
(Фамилия, инициалы)

Задание принял к проектированию \_\_\_\_\_ «    » \_\_\_\_\_ 20\_\_ г.  
(подпись)

Учебное издание

ШПРЕХЕР Дмитрий Маркович  
КОЛЕСНИКОВ Евгений Борисович  
МИНАКОВ Евгений Иванович  
ПОЛЕВОЙ Валерий Евгеньевич  
ДИДЕНКО Геннадий Владимирович

ЭЛЕКТРОНИКА

Учебное пособие

Авторское редактирование  
Компьютерная вёрстка Д.М. Шпрехер, Г.В. Диденко

Изд. лиц. ЛР № 020300 от 12.02.97. Подписано в печать 11.10.2018.

Формат бумаги 70×100 1/16. Бумага офсетная.

Усл. печ. л. 13,8.

Тираж 100 экз. Заказ 133

Тульский государственный университет  
300012, г. Тула, просп. Ленина, 92

Отпечатано в Издательстве ТулГУ  
300012, г. Тула, просп. Ленина, 95