

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ОРЕНБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АГРАРНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

**Методические рекомендации для
самостоятельной работы обучающихся по дисциплине**

Б1.Б.26 Электроника и схемотехника

Направление подготовки 10.03.01 Информационная безопасность

Профиль подготовки Безопасность автоматизированных систем

Квалификация выпускника бакалавр

Форма обучения очная

СОДЕРЖАНИЕ

- 1. Организация самостоятельной работы**
- 2. Методические рекомендации по выполнению курсовой работы (проекта)**
- 3. Методические рекомендации по самостояльному изучению вопросов**
- 4. Методические рекомендации по подготовке к занятиям**

1. ОРГАНИЗАЦИЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

1.1.Организационно-методические данные дисциплины

№ п.п	Наименование темы	Общий объем часов по видам самостоятельной работы				
		подготовка курсового проекта (работы)	подготовка реферата/эссе	индивидуальные домашние задания (ИДЗ)	самостоятельно изучение вопросов (СИВ)	подготовка к занятиям (ПкЗ)
1	2	3	4	5	6	7
1	Элементная база современных электронных устройств	-	-	-	3	-
2	Источники вторичного электропитания	20	-	-	3	-
3	Усилители электрических сигналов	-	-	-	3	-
4	Аналоговые интегральные микросхемы. Операционные усилители	-	-	-	3	-
5	Электронные ключи	-	-	-	3	-
6	Основы цифровой техники и цифровые интегральные микросхемы	-	-	-	3	-
7	Микропроцессорные средства	-	-	-	6	-
8	Преобразователи сигналов	-	-	-	-	-

2. МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ

КУРСОВОЙ РАБОТЫ (ПРОЕКТА)

2.1 Цели и задачи курсового проекта.

В результате выполнения курсового проекта студенты должны научиться рассчитывать основные параметры узлов источника вторичного электропитания.

2.2 Порядок и сроки выполнения курсового проекта.

Задание для курсового проекта

1. Для приведенной электрической схемы трансформатора произвести расчет его основных параметров при работе на заданную нагрузку.
2. Произвести расчет выпрямительного устройства при работе на активно-емкостную нагрузку.
3. Произвести расчет компенсационного стабилизатора с непрерывным регулированием напряжения.

Исходные данные для курсового проекта

Исходные данные по расчету трансформатора

Первая цифра варианта	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
U_C , В	220	219	217	127	126	128	219	218	125	127
Схема трансформатора, рис. 1	а	б	в	а	б	в	а	б	в	б
U_{21} , В	6	12	24	30	36	12	5	15	15	12
$U_{31} = U_{32}$, В	12	-	-	5	-	-	15	-	-	-
U_{22} , В	-	-	24	-	-	12	-	-	15	-
I_{21} , А	2	4	0,5	0,3	5	3	10	0,4	6	0,3
I_{22} , А	-	-	0,5	-	-	3	-	-	6	-
$I_{31} = I_{32}$, А	0,5	-	-	10	-	-	1	-	-	-
Типоразмер магнитопровода	ШЛ	ПЛ	ШЛ	ШЛ	ПЛ	ПЛ	ШЛ	ШЛ	ПЛ	ПЛ
Марка стали	3411	3412	3413	3414	3415	3404	3405	3406	3407	3408

Исходные данные по расчету выпрямителя

Вторая цифра варианта	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
r_{Tp} , Ом	1	1,1	1,2	0,9	1,3	1,4	0,8	0,95	1,5	1,08
U_o , В	12	6	5	15	10	24	20	36	40	28
I_o , А	5	2	3	4	10	0,5	1	6	0,4	0,3
B_m , Тл	1,75	1,5	1,3	1,6	1,5	1,36	1,43	1,53	1,67	1,7

Исходные данные по расчету стабилизатора

Первая цифра варианта	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
U_{ex} , В	25	30	28	36	45	47	46	50	55	57
α_{max}	0,1	0,15	0,12	0,11	0,13	0,14	0,16	0,18	0,09	0,08
α_{min}	0,11	0,13	0,12	0,14	0,15	0,17	0,12	0,14	0,09	0,18
$U_{B_{bix}}$, В	16	24	20	30	40	40	42	47	50	52
I_{Hmax} , А	1	2	3	1,5	2,5	1,4	0,9	1	2,2	3
I_{Hmin} , А	0,5	1,6	2,4	0,9	1,8	0,8	0,3	0,4	1,8	2
k_{CmU}	100	200	150	110	120	130	140	180	190	160
$U_{B_{bixm}}$, В	0,1	0,09	0,08	0,07	0,095	0,11	0,12	0,13	0,1	0,08

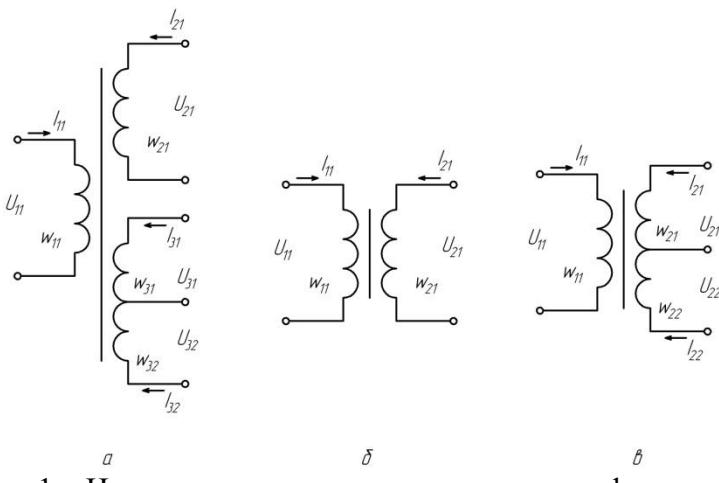


Рис. 1 – Исходные электрические схемы трансформатора

Частота тока питающей сети выбирается равной $f_C = 50$ Гц.

1. Общие сведения об источниках вторичного электропитания

Источники вторичного электропитания являются преобразователями электрической энергии, предназначеннной для электропитания устройств, выполняющих различные функциональные задачи. С помощью источников вторичного электропитания, в общем случае, энергия от систем электроснабжения промышленной частоты или автономных первичных источников питания преобразуется в необходимые для работы радиоэлектронной аппаратуры питающие напряжения с требуемыми параметрами. Несмотря на относительную простоту принципиальной реализации источников вторичного питания, разработка устройств с высокими энергетической эффективностью, удельными весогабаритными показателями, надежностью и воспроизводимостью является сложной задачей.

Простейшие источники питания малой мощности (до 15-40 Вт), которые иногда называют выпрямителями, содержат трансформатор (низкой частоты 50 Гц), собственно выпрямитель и сглаживающий фильтр. В таких источниках питания выходное выпрямленное или переменное напряжения изменяются при изменении входного напряжения питания или тока нагрузки и потому они используются в устройствах, некритичных по отношению к напряжению питания, что встречается реже.

Более сложные источники вторичного электропитания включают в большинстве практических случаев типичные устройства, которые перечислены ниже.

Одним из обязательных элементов источников питания является *трансформатор* – статическое устройство, предназначенное для преобразования посредством электромагнитной индукции напряжений переменного тока с одними параметрами в напряжения с другими параметрами. С помощью силового трансформатора источника вторичного электропитания осуществляется гальваническая связь высоковольтных, опасных для жизни цепей напряжения электросети и вторичных цепей устройств потребителей. Низкочастотные (50 Гц) трансформаторы малой мощности (до 1000 Вт) промышленного изготовления обладают высокой надежностью и энергетической эффективностью.

Выпрямительное устройство источника питания предназначено для преобразования электрической энергии переменного тока в энергию постоянного тока. В источниках вторичного электропитания находят применение нерегулируемые и реже регулируемые выпрямители, выполняемые на полупроводниковых приборах: диодах, тиристорах или транзисторах. В регулируемых выпрямителях одновременно с функцией выпрямления выполняется регулирование выходного напряжения.

Источники питания включают, как правило, несколько *фильтров*, с помощью которых осуществляется подавление паразитных гармоник напряжения и тока или сглаживание выпрямленного напряжения. Пассивные фильтры (включающие емкости, индуктивности и резисторы) являются линейными устройствами, поскольку строятся на основе только линейных элементов. Для фильтрации низкочастотных пульсаций и получения весьма значительного подавления помех используют активные фильтры.

Большинство источников вторичного электропитания содержат в своем составе стабилизаторы напряжения и тока, как простейшие параметрические, так и более сложные – компенсационные. Стабилизаторы предназначены для автоматического поддержания напряжения (тока) на выходе с заданной степенью точности.

Источники вторичного электропитания содержат устройства управления и вспомогательные цепи, которые не участвуют в непосредственном преобразовании и передаче энергии от первичного источника в нагрузку. В современных источниках широко используются устройства обеспечения перехода от одних режимов работы источников питания к другим, которые в основных режимах не участвуют в передаче энергии. К таким устройствам относятся, например пускорегулирующие устройства.

В данной курсовой работе предлагается произвести расчет источника вторичного электропитания по исходным данным.

2. Расчет трансформатора

Основной задачей расчета трансформатора является определение оптимальных массогабаритных и энергетических характеристик при выполнении заданных требований к его параметрам. Критериями расчета являются: температура нагрева обмоток, падение напряжения на обмотках, коэффициент полезного действия трансформатора и ток холостого хода.

Исходными данными при расчете трансформатора являются:

- напряжение питающей электросети U_C ;
 - напряжение вторичных обмоток $U_{21}, U_{22}, \dots, U_{2K}$ и $U_{31}, U_{32}, \dots, U_{3K}$;
 - токи вторичных обмоток, работающих в течение двух полупериодов $I_{21}, I_{22}, \dots, I_{2K}$ или одного полупериода $I_{31}, I_{32}, \dots, I_{3K}$;
 - частота тока питающей сети f_C .

Расчет мощности вторичных обмоток трансформатора

В соответствии с назначением трансформатора нужно составить его электрическую схему. В схеме трансформатора необходимо разделить обмотки на обычные и имеющие вывод средней точки, т.е. работающие в течение одного полупериода.

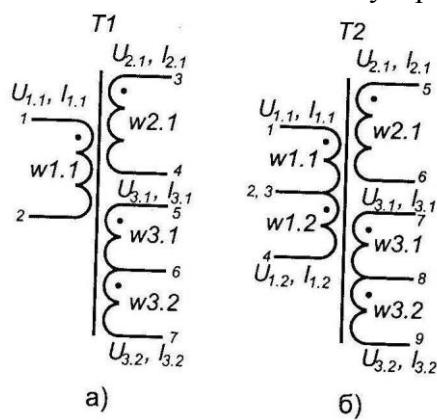


Рис. 2.1 – Электрическая схема силового трансформатора малой мощности

На основании схемы однофазного трансформатора и значений выходных напряжений и токов определяется максимальное значение габаритной мощности вторичных обмоток:

$$P_2 = (U_{21}I_{21} + U_{22}I_{22} + \dots + U_{2K}I_{2K}) + 2(U_{31}I_{31} + U_{32}I_{32} + \dots + U_{3L}I_{3L}), \text{ ВА}$$

здесь: U_{2k} , I_{2k} - действующие значения напряжений (В) и токов (А) в отдельных вторичных обмотках; $k=1, 2, \dots, K$; U_{2l} , I_{2l} - действующие значения напряжений и токов в обмотках (вторичных) с выводом средней точки, $l=1, 2, \dots, L$.

Определение расчетной мощности трансформатора

В общем случае мощность вторичных обмоток может отличаться от мощности первичных. Поэтому в качестве расчетной мощности трансформатора принимается полусумма электромагнитных мощностей первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Для определения расчетной мощности трансформатора необходимо знать или найти приближенное значение коэффициента полезного действия η (рис. 2.2, а). Ориентировочное значение коэффициента полезного действия, которое возрастает с увеличением мощности трансформатора, можно приблизенно найти из следующего соотношения:

$$\eta = (1 + 0,14\sqrt{\frac{2 \cdot f_c}{50}} - 2)th(1,14 + 0,024\sqrt{\sum P_2})$$

Здесь: f_c - частота питающей сети, $f_c < 5000$ Гц; $P_{21}, P_{22}, \dots, P_{2m}$ – мощность вторичных обмоток трансформатора, ВА.

В трансформаторе двухобмоточного типа с отдельной первичной и раздельными вторичными обмотками при работе на чисто активную нагрузку расчетная мощность равна:

$$P_{pac} = [(1 + \eta)/2\eta] \sum_{k=1}^K U_{2k} I_{2k}, \text{ ВА}$$

Расчетную мощность трансформатора для схем аналогичным схеме на рис. 2.1а (обмотки w3.1 и w3.2 работают в течение одного полупериода) можно найти из соотношения:

$$P_{pac} = (\sqrt{2}/4\eta) \cdot [\sqrt{2}(1 + \eta) \sum_1^K U_{2k} I_{2k} + 2(1 + \sqrt{2\eta}) \sum_1^L U_{2l} I_{2l}], \text{ ВА}$$

Выбор конструкции трансформатора

Наиболее распространенные типы конструкций трансформатора приведены в таблице 2.1 (броневая, стержневая или торOIDальная конфигурации). В таблицах указаны марки материала магнитопровода и толщина ленты, которые в значительной мере определяют свойства трансформатора. Основными факторами, определяющими конструкцию, являются назначение трансформатора и требования к нему, частота электросети или частота преобразования, а также расчетная мощность трансформатора. Конструктивное исполнение трансформатора малой мощности может быть открытым, защищенным или закрытым.

Для низкочастотных трансформаторов наиболее приемлемы металлические магнитные материалы, которые обладают наивысшими значениями магнитной индукции насыщения, магнитной проницаемостью и температурной стабильностью. Такие материалы имеют низкое удельное сопротивление, что приводит к резкому возрастанию вихревых токов и снижению параметров при повышении частот. Магнитопроводы (сердечники) низкочастотных трансформаторов изготавливаются из изолированных пластин или навиваются из ленты.

При напряжениях, не превышающих 1кВ, и частоте сети 50 Гц для трансформаторов малой мощности (30 ВА) следует отдать предпочтение броневым трансформаторам. Лишь незначительно уступая стержневым трансформаторам по объему и массе, броневые трансформаторы, имеющие одну катушку, значительно технологичнее в изготовлении и проще по конструкции. При мощностях от нескольких десятков до нескольких сотен вольт-ампер при частоте 50 Гц наиболее предпочтительными являются стержневые трансформаторы.

Таблица 2.1 - Основные типы конструкций ленточных сердечников

Конструкция сердечника	Маркировка	Конструктивные характеристики сердечников
Стержневая конструкция (СТ)	ПЛ	П-образные ленточные
	ПЛМ	П-образные ленточные с уменьшенным отношением ширины окна к толщине навивки
	ПЛР	П-образные ленточные с геометрическими размерами, обеспечивающими наименьшую стоимость трансформаторов
Броневая конструкция (БТ)	ШЛ	Ш-образные ленточные
	ШЛМ	Ш-образные ленточные с уменьшенным отношением ширины окна к толщине навивки
Кольцевая конструкция (ОЛ)	ОЛ	Кольцевые ленточные

Таблица 2.2 Электромагнитные свойства электротехнических сталей

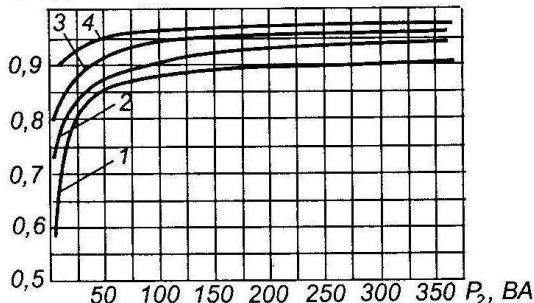
Толщина ленты δ_c , мм	Марка стали	Магнитные удельные потери $P_{уд}$, Вт/кг, не более		Магнитная индукция B_m , Тл, не менее, при напряженности		
		$B_m = 1,5 \text{ Тл}; f_c = 50 \text{ Гц} (P_{1,5/50})$	$B_m = 1,7 \text{ Тл}; f_c = 50 \text{ Гц} (P_{1,7/50})$	$H_{CT} = 80 \text{ А/м};$	$H_{CT} = 100 \text{ А/м};$	$H_{CT} = 2500 \text{ А/м};$
0,5	3411	2,45	-	-	-	1,75
	3412	2,10	-	-	-	1,80
	3413	1,75	-	-	-	1,85
	3414	1,50	-	-	-	1,88
0,35	3411	1,75	-	-	-	1,75
	3412	1,50	-	-	-	1,80
	3413	1,30	1,90	-	1,58	1,85
	3414	1,10	1,60	-	1,60	1,88
	3415	1,03	1,50	-	1,61	1,90
	3404	-	1,60	-	1,60	-
	3405	-	1,50	-	1,61	-
	3406	-	1,43	-	1,62	-
	3407	-	1,36	-	1,68	-
0,27	3408	-	1,30	-	1,71	-
	3414	1,03	-	-	1,60	1,85
	3405	-	1,36	-	1,61	-
	3406	-	1,27	-	1,62	-
	3407	-	1,20	-	1,68	-
0,20	3408	-	1,14	-	1,71	-
	3411	1,50	2,20	0,85	-	1,70

0,15	3421	-	-	-	-	-
	3422	-	-	-	-	-
	3423	-	-	-	-	-

Таблица 2.3 - Зависимость коэффициента k_c заполнения сечения магнитопровода сталью от толщины ленты

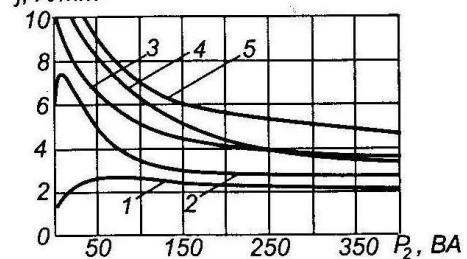
Толщина ленты δ_c , мм	0,5	0,35	0,15	0,1-0,08	0,05	0,02
Коэффициент заполнения сталью k_c	0,96	0,93	0,9	0,85	0,75-0,8	0,65-0,7

К.П.Д.



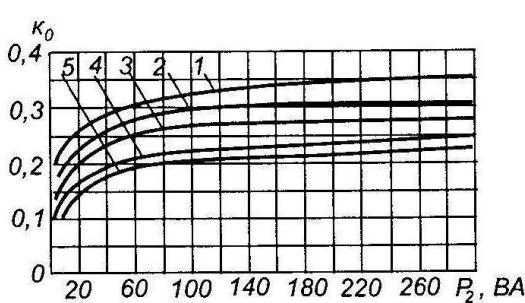
а)

$j, A/mm^2$



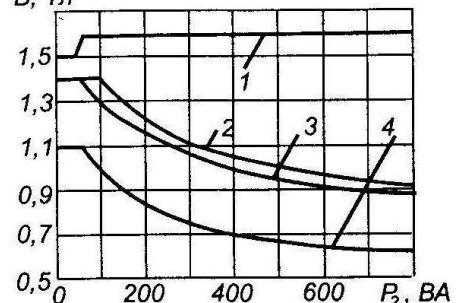
б)

Рис. 2.2 – а) зависимость коэффициента полезного действия трансформатора от выходной мощности: 1 – для броневых и стержневых трансформаторов с магнитопроводом из стали 3411, 3412 толщиной ленты $\delta=0,35$ мм, частотой напряжения $f=50$ Гц; б) зависимость плотности тока $j=f(P_{pac})$ в обмотках от выходной мощности трансформатора: 1 - для броневых и стержневых трансформаторов с магнитопроводом из стали 3411, 3412 толщиной ленты $\delta=0,35$ мм, частотой напряжения $f=50$ Гц



а)

$B, T_{л}$



б)

Рис. 2.3. а) зависимость коэффициента заполнения окна $k_o=f(P_{pac})$ от выходной мощности трансформатора: 1 – для трансформаторов с броневым и стержневым сердечником с напряжением до 100 В, 50 Гц; 2 – для тех же трансформаторов с напряжением до 300 В, 50 Гц; б) зависимость магнитной индукции $B=f(P_{pac})$ в магнитопроводе от выходной мощности трансформатора при перегреве сердечника $\Delta T_{пер}=50^\circ\text{C}$: 1 – для броневых и стержневых трансформаторов с магнитопроводом из стали 3412, частотой напряжения 50 Гц.

Определение расчетного габаритного параметра трансформатора

Для выбранной конструкции трансформатора (и материала сердечника) необходимо выбрать справочные параметры, которые указываются производителем (приложение 1).

Типоразмер магнитопровода (размеры сердечника) определяется мощностью трансформатора и находится с помощью формулы:

$$S_C \cdot S_O = \frac{50 \cdot P_{pac}}{f \cdot B_m \cdot j \cdot k_C \cdot k_O \cdot k_\phi}, \text{ см}^4$$

здесь: S_C , S_O - сечение соответственно сердечника и окна магнитопровода, см⁴; P_{pac} – расчетная мощность трансформатора, ВА; B_m - максимальное значение индукции в сердечнике, Тл; j – плотность тока в проводах обмоток, А/мм²; k_C - коэффициент заполнения сталью сердечника; k_O - коэффициент заполнения окна проводом обмоток; k_ϕ - коэффициент формы, который для синусоидального напряжения равен 1,1.

Максимальное значение индукции в сердечнике рекомендуется выбирать в соответствии с кривыми, изображенными на рис. 2.3б, либо на основе данных, рекомендуемых производителем сердечника, который планируется использовать.

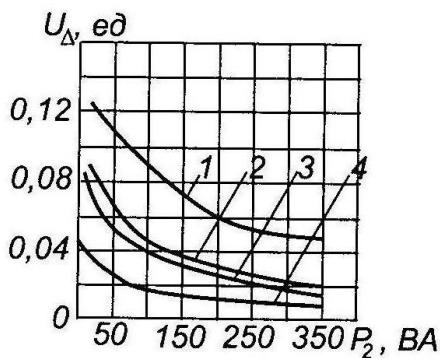


Рис. 2.4. Зависимость относительного падения напряжения $U_\Delta = \Delta U / U = f(P_{pac})$, В на выходе, соответствующее изменению тока от нуля до номинального для трансформаторов: 1 – стержневых ленточных из стали 3412, $\delta=0,35$ мм, $f=50$ Гц.

Выбор типоразмера магнитопровода

На основе полученного значения $S_C \cdot S_O$ выбираем типоразмер магнитопровода и уточняем (выписываем) его конструктивные данные: $S_C \cdot S_O$, k_C , k_O , среднюю длину магнитной силовой линии l_C , массу G_C , площадь окна магнитопровода S_O , удельные потери P_{yD} (приложение 1).

Расчет количества витков трансформатора

Электрический расчет параметров трансформатора производится на основе параметров выбранного сердечника. Основным соотношением для определения числа витков в обмотках трансформатора можно использовать формулу для расчета числа витков на один Вольт:

$$w_0 = \frac{10^4}{4B_m f S_C k_C k_\phi}$$

Здесь значение B_m не должно превышать значение, установленное для расчетов с помощью графика рис. 2.3б. Более точно число витков первичной (w_{11}) и вторичных (w_{2k} , w_{3l}) обмоток (полубмоток) определяется с учетом относительного падения напряжения $U_\Delta = \Delta U / U$ на обмотках:

$$w_{11} = \frac{10^4 U_{11} (1 - 0,5 U_\Delta)}{4B_m f S_C k_C k_\phi}$$

$$w_{2k} = \frac{10^4 U_{2k} (1 - 0,5U\Delta)}{4B_m f S_C k_C k_\phi}$$

$$w_{3l} = \frac{10^4 U_{3l} (1 - 0,5U\Delta)}{4B_m f S_C k_C k_\phi}$$

Здесь U_{11} , U_{2k} , U_{3l} – напряжение соответственно первичной и вторичных обмоток, В; $U\Delta$ – относительное падение напряжения (ориентировочное значение) в обмотках, В; S_C – сечение магнитопровода, см²; f – частота, Гц; B_m - максимальное значение индукции в сердечнике, Тл; k_C – коэффициент заполнения сталью сердечника; k_o – коэффициент заполнения окна проводом обмоток; k_ϕ – коэффициент формы.

Таблица 2.4 – Рекомендуемые расчетные значения коэффициента полезного действия $\eta_{ном}$, % и относительного падения напряжения на обмотках $U\Delta$, % на обмотках низкочастотных трансформаторов малой мощности

$P_{2\text{ном}}$, ВА	20	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500	600	800	1000	1200
$\eta_{ном}$, %	75	81	84	87	88	89	90	91	92	92,5	93	94	95	96	96,5
$U\Delta$, %	20	14	10	8	7	6	5	4,5	4	3,5	3	2,8	2,5	2,3	2,2

Оценка потерь энергии в магнитопроводе

Определяем потери P_C в магнитопроводе:

$$P_C = P_{y\delta} G_C, \text{ Вт},$$

где G_C - масса магнитопровода в кг; $P_{y\delta}$ - удельные потери в магнитопроводе (массой 1 кг), Вт/кг.

Приближенное значение удельных потерь в магнитопроводе можно найти с помощью графиков на рис. 2.5 (либо воспользоваться данными табл. 2.2)

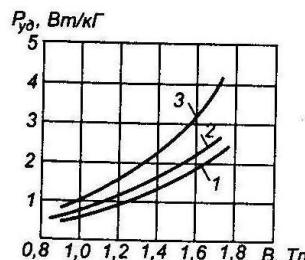


Рис. 2.5. Зависимость удельной мощности $P_{y\delta}$ потерь в сердечниках от максимальной индукции B_m : 1 – из стали 3413, $\delta=0,35$ мм, $f=50$ Гц; 2 – из стали 3412, $\delta=0,35$ мм, $f=50$ Гц; 3 – из стали 3412, $\delta=0,5$ мм, $f=50$ Гц.

Расчет действующего значения тока холостого хода первичной обмотки трансформатора

Определяем значение тока холостого хода трансформатора, для этого находим его активную составляющую:

$$I_{XXA} = \frac{P_C}{U_{11}(1 - 0,5U\Delta)}, \text{ А}$$

где P_C – потери в стали, Вт; U_{11} – напряжение первичной обмотки трансформатора (действующее значение), В; $U\Delta$ – относительное падение напряжения, %.

Реактивная составляющая тока холостого хода трансформатора может быть подсчитана по формуле:

$$I_{XXP} = \frac{H_m l_C 10^{-2}}{w_{11}} + \frac{0,8 B_m n_3 l_3 10^4}{2^{0,5} w_{11}}, \text{ А}$$

где H_m – эффективное значение напряженности магнитного поля, А/м, соответствующее максимальному значению индукции B_m в сердечнике (выбирается приближенно по рис. 2.6 или кривой намагничивания выбранного материала); l_C – средняя длина магнитной силовой линии, см; n_3 – число зазоров (для броневого и стержневого трансформатора $n_3=2$, для тороидального $n_3=0$); l_3 – длина немагнитного зазора, обусловленного неидеальностью сопряжения поверхностей половинок разъемного магнитопровода, приблизительно $l_3=0,002$ см; w_{11} – число витков первичной обмотки.

Действующее значение тока холостого хода первичной обмотки равно:

$$I_{XX} = \sqrt{I_{XXA}^2 + I_{XXP}^2}, \text{ A}$$

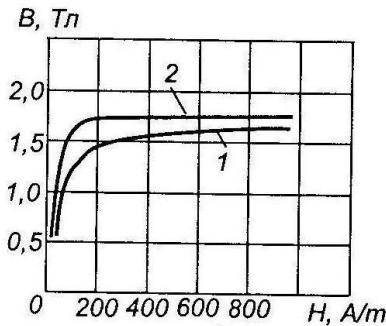


Рис. 2.6. Зависимость индукции в сердечнике от напряженности поля:
1 - для стали 3412; 2 – для стали 3423.

Расчет действующих значений токов обмоток трансформатора и выбор марки проводов

Действующее значение тока первичной обмотки (полуобмотки) трансформатора находится как сумма составляющих, в том числе тока холостого хода:

$$I_{11} = \sqrt{\frac{1}{p} \cdot \left[2 \sum_1^L \left(\frac{I_{3l} w_{3l}}{w_{11}} \right)^2 + \sum_1^K \left(\frac{I_{2k} w_{2k}}{w_{11}} \right)^2 + I_{XX}^2 \right]}$$

где: $p=2$ для первичной обмотки с выводом нулевой точки, $p=1$ – без вывода первичной обмотки трансформатора; $l=1,2,\dots,L$ – количество вторичных обмоток с выводом средней точки; $k=1,2,\dots,K$ – количество вторичных обмоток без выводов; w_{2k} , w_{3l} , w_{11} – число витков обмоток.

Для определения поперечного сечения проводов необходимо задаться плотностью тока в соответствии с рекомендациями, приведенными на рис. 2.2 б для максимального перегрева $\Delta T_{\text{пер}}=50^\circ\text{C}$. Заметим, что плотность тока в обмотках в значительной мере влияет на температуру нагрева трансформатора и должна быть одинаковой, либо выбрана с учетом укладки и охлаждения той или иной обмотки. Площадь поперечного сечения q проводов равна:

$$q_{11} = \frac{I_{11}}{j}; q_{2k} = \frac{I_{2k}}{j}; q_{3l} = \frac{I_{3l}}{j}, \text{ мм}^2$$

где j – плотность тока, А/мм².

Наибольшее применение находят медные провода круглого и прямоугольного сечения с эмалевой изоляцией, имеющие малую толщину изоляции и высокую электрическую прочность. Выбор марки провода осуществляется прежде всего исходя из допустимой рабочей температуры провода ($T_{\text{раб}}$), амплитудного значения рабочего напряжения обмоток и силы тока в обмотках.

При напряжении обмоток до 500 В и токах до нескольких ампер рекомендуется применять провода марки ПЭВ-1 ($T_{\text{раб}}=105^\circ\text{C}$), ПЭТВ (130°C), ПСД (155°C) и ПСДК (180°C). При больших токах (более 5 А) следует применять провода прямоугольного сечения (например, марок ПЭВП, ПБД при $T_{\text{раб}}=105^\circ\text{C}$ или ПСД, ПСДК при 155°C). При

более высоких рабочих напряжениях рекомендуется применять провода марок ПЭВ-2 и ПЭВТЛ-2.

Рассчитав поперечное сечение проводов q_i всех обмоток (полуобмоток) и выбрав марку провода (по значению поперечного сечения) находим справочные данные: диаметр проводов с изоляцией d_i и без нее d_i^l , а также массу g_i одного метра провода (приложение 2). Затем вычисляем действительную плотность тока j в каждой обмотке и ее среднее значение j_{cp} для трансформатора:

$$j_{cp} = \kappa_{+L+1} \sqrt{\left(j_{11} \prod_1^K j_{2k} \prod_1^L j_{3l} \right)}, \text{ A/mm}^2$$

Расчет конструкции трансформатора

Конструктивный расчет трансформатора включает расчет размещения обмоток (с учетом изоляционных прокладок) в конструкции, массу трансформатора и потери энергии.

Геометрические размеры и электрические параметры каждой из обмоток определяются не только числом витков, диаметром проводников и рабочим напряжением обмотки, но и местом расположения ее в окне магнитопровода. Поэтому конструктивный расчет трансформатора должен начинаться с согласования плана размещения обмоток в окне магнитопровода с указанием числа витков и диаметра провода с изоляцией для каждой из обмоток.

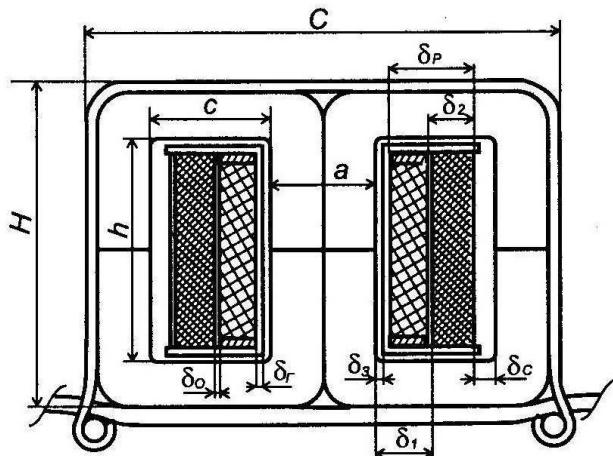


Рис. 2.7. Конструкция обмотки броневого трансформатора с ленточным магнитопроводом

Обмотки броневых и стержневых трансформаторов выполняются в виде катушек каркасной или бескаркасной намотки. В обоих случаях используется, как правило, рядовая многослойная намотка обмоток по всей высоте окна магнитопровода. Каркас отличается от гильзы наличием боковых щек, имеющих обычно толщину, равную толщине гильзы: $\delta_r = \delta_{\text{щ}}$. Толщина гильзы (каркаса) обычно составляет 1...3 мм. Зазор между гильзой и магнитопроводом δ_3 должен быть в пределах 0,5...1 мм.

Высота h_{ob11} одного слоя обмотки равна:

$$h_{ob11} = h - 2\delta_3 - 2\delta_{\text{щ}}$$

где δ_3 - зазор между гильзой или между каркасом катушки обмотки и сердечником, мм; $\delta_r = \delta_{\text{щ}}$ – толщина стенки каркаса катушки, мм; h – высота окна, мм.

Количество витков в слое обмотки определяется с учетом плотности намотки (с помощью коэффициента укладки k_y) и округлением до ближайшего меньшего числа:

$$w_{CL1} = \frac{h_{ob11} k_y}{d_{11}}; w_{CL2i} = \frac{h_{ob2i} k_{y2i}}{d_{2i}}.$$

где d_{11} , d_{2i} – диаметр провода с изоляцией соответственно первого слоя первичной обмотки и i -го слоя вторичной обмотки, мм; k_y , k_{y2i} – коэффициенты укладки обмоток.

Таблица 2.5 – Рекомендуемые расчетные значения коэффициента укладки провода в слое обмотки

Толщина провода d , мм	0,2	0,2-0,5	0,5-0,8	0,8-1	1
Коэффициент укладки k_y	0,9	0,93	0,95	0,9	0,85

Число слоев в каждой обмотке равно:

$$n_{CL11} = \frac{P_1}{m_1} \cdot \left(\frac{w_{11}}{w_{CL11}} \right)$$

$$n_{CL2i} = \frac{P_{2i}}{m_1} \cdot \left(\frac{w_{2i}}{w_{CL2i}} \right)$$

где m_1 – число катушек, в трансформаторе броневого типа $m_1=1$, стержневого $m_1=2$; $P=1$ для обмотки в два провода с выводом средней точки или без вывода, $P=1$ в противном случае.

Выбрав изоляцию обмоток в зависимости от их рабочего напряжения и диаметр проводов, производится расчет размеров обмоток. Толщина (сечение) первичной обмотки δ_1 и вторичных обмоток δ_{2i} с коэффициентом неплотности намотки, равным 1,2:

$$\delta_1 = 1,2 \cdot n_{CL1} \cdot d_{11}, \text{ мм}$$

$$\delta_{2i} = 1,2 \cdot n_{CL2i} \cdot d_{2i}, \text{ мм}$$

В результате общий радиальный размер всех обмоток катушки будет составлять величину:

$$\delta_P = \delta_1 + \sum_{i=1}^p \delta_{2i} + (p+1)\delta_0, \text{ мм}$$

где δ_0 - толщина прокладки между обмотками катушки, мм; $p=1$ для обмотки в два провода с выводом средней точки или без вывода, $p=1$ в противном случае.

Средняя длина обмотки трансформатора кроме прочего определяется ее положением на катушке, т.е. величиной условного радиуса r_{cp} закругления витка, который находится как:

$$r_{CP} = \delta_3 + \delta_\Gamma + \frac{\delta_1}{2}, \text{ мм} \quad \text{- для первичной обмотки;}$$

$$r_{CP2i} = \delta_3 + \delta_\Gamma + i\delta_0 + \delta_1 + \sum_{i=1}^l \delta_{2i} - \delta_{2i}/2, \text{ мм} \quad \text{- для } i\text{-ой вторичной обмотки.}$$

Отсюда средняя длина витка обмотки трансформатора может быть найдена с помощью соотношения:

$$l_{CP} = 2(a + b + \pi r_{CP})10^{-3} \text{ м,}$$

где a и b – размеры стержня магнитопровода в мм; r_{cp} – условный радиус закругления витка, мм.

Активное сопротивление i -ой обмотки при максимальной температуре окружающей среды равно:

$$r_1 = \frac{l_{CP1} w_1 k_t k_f}{57 q_1}, \text{ Ом}$$

$$r_{2i} = \frac{l_{CP2i} w_{2i} k_t k_f}{57 q_{2i}}, \text{ Ом}$$

где $k_t=1+0,004(T_C+\Delta T-20)$ – температурный коэффициент удельного сопротивления материала проводников; T_C – максимальная температура окружающей среды, °C; $\Delta T=50$

$^{\circ}\text{C}$ – максимальная температура перегрева обмоток, $^{\circ}\text{C}$; k_f – коэффициент увеличения сопротивления провода в зависимости от частоты преобразования напряжения, на частотах меньших 10 кГц, $k_f=1$.

Потери в меди первичной, i -ой вторичной обмотки можно определить с помощью выражений:

$$P_{M1} = I_{11}^2 r_1, \quad P_{M2i} = I_{2i}^2 r_{2i}$$

Суммарные потери в меди будут равны:

$$P_M = P_{M1} + \sum_{i=1}^p P_{M2i}$$

Коэффициент полезного действия трансформатора:

$$\eta_{TP} = \frac{\sum_{i=1}^l P_{2i}}{P_M + P_C + \sum_{i=1}^l P_{2i}}$$

где $\sum_{i=1}^l P_{2i}$ - суммарная активная мощность в нагрузке, Вт.

3. Выпрямительные устройства

Выпрямительными называются устройства преобразования электрической энергии переменного тока в энергию постоянного тока. Основным элементом выпрямительного устройства является диод, который представляет собой нелинейный прибор с односторонней проводимостью.

При расчетах выпрямителей необходимы следующие основные параметры диодов:

- I_{PrCmax} , I_{Immax} – максимально допустимый прямой средний ток и прямой импульсный ток (заданной скважности);
- U_{Pr} – прямое падение напряжения на диоде;
- U_{Obmax} – максимально допустимое обратное напряжение;
- I_{Obmax} – максимальный обратный ток при максимально допустимом обратном напряжении;
- r_{Dif} – дифференциальное внутреннее сопротивление диода;
- f_{max} – максимальная частота входного напряжения.

Режимы работы выпрямителей в значительной мере зависят от характера нагрузки, включенной на выходе выпрямителя и схемы сглаживающего фильтра. В источниках питания электронной аппаратуры наиболее широко распространены выпрямители с емкостной (активно-емкостной) нагрузкой и, следовательно, емкостной реакцией. В таких выпрямителях (наиболее дешевых и компактных) для сглаживания пульсаций параллельно нагрузке установлен конденсатор. Трансформаторы таких выпрямителей имеют несколько большую габаритную мощность по сравнению с выпрямителями с индуктивными фильтрами. К недостаткам выпрямителей с емкостным фильтром относится большая амплитуда тока через диод.

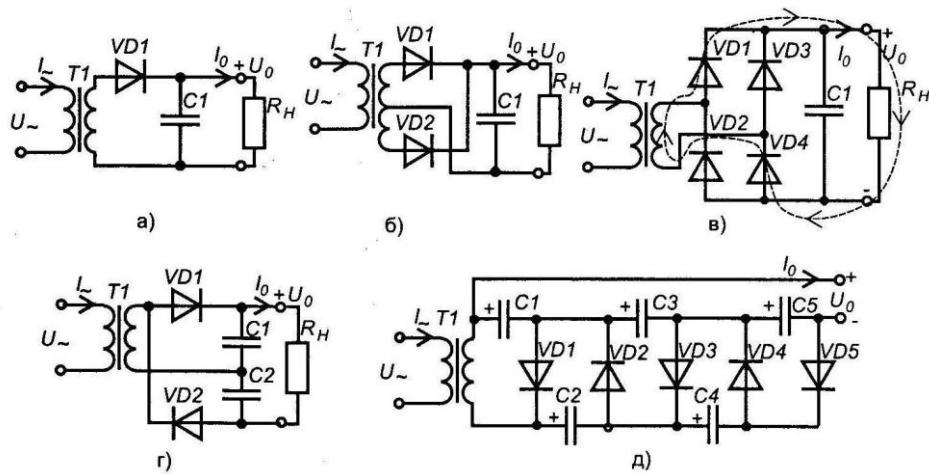


Рис. 3.1. Схемы однофазных выпрямителей с емкостным фильтром:

- а) однополупериодная; б) двухполупериодная схема со средним выводом вторичной обмотки; в) однофазная мостовая; г) симметричная схема удвоения напряжения; д) несимметричная схема умножения

Выпрямители с индуктивной нагрузкой содержат фильтр, включающий достаточно большую по величине индуктивность. Такие выпрямители имеют меньшее внутреннее сопротивление по сравнению с выпрямителями с емкостным фильтром, что уменьшает зависимость выпрямленного напряжения от тока нагрузки. Применение индуктивного фильтра позволяет ограничить импульсы тока через диод, но приводит к перенапряжениям, возникающим на выходной емкости и на дросселе фильтра при включении, выключении выпрямителя и при скачкообразных изменениях тока нагрузки, что представляет опасность для элементов самого выпрямителя (диодов) и его нагрузки.

Основные параметры выпрямителей:

U_C – входное переменное напряжение и пределы его отклонения от нормы α_{\min} и α_{\max} ;

f_C – частота входного (переменного) напряжения;

m – число фазности (пульсности) схемы выпрямления: $m=pq$, где p – число тактов, т.е. полупериодов в течение которых энергия поступает из первичной сети в нагрузку, q – число фаз сетевого напряжения (однополупериодная схема и удвоения $m=1$, двухполупериодная схема и мостовая $m=2$, трехфазная схема $m=3$);

U_o – выпрямленное напряжение;

I_o – номинальное значение выпрямленного тока и его минимальное значение $I_{o\min}$;

$k_{PK}=U_{omk}/U_o$ – коэффициент пульсаций или отношение амплитуды U_{omk} к-ой гармоники выпрямленного напряжения к его среднему значению U_o ;

η – коэффициент полезного действия выпрямителя;

ΔU_{Pr} – падение напряжения в выпрямителе;

Ψ – коэффициент мощности выпрямителя.

На основе заданных значений напряжения U_o и тока I_o определяем приближенные значения параметров, необходимых для выбора выпрямительных диодов: U_{Obrm} , I_{PrCp} , I_{PrVD} (приложение 3).

Выбор диода выпрямителя производится на основании выполнения следующих условий:

- максимальное обратное напряжение диода $U_{ObrmVD} > U_{Obrm}$;
- максимальный прямой средний ток $I_{PrCpVD} > I_{PrCp}$;
- максимальный импульсный ток $I_{PrIVD} > I_{Prm}$.

После выбора диода находится его сопротивление в открытом состоянии:

$$r_{Pr} = \frac{U_{Pr}}{I_{Prm}}, \text{ Ом}$$

Находим полное сопротивление фазы, т.е. обмоток трансформатора и диодов:

$$r = r_{Tp} + r_{PpVD}n, \text{ Ом}$$

где n – число последовательно включенных диодов (для мостовой схемы $n=2$).

Параметры схемы выпрямления с активно-емкостной нагрузкой:

$$U_2 = BU_o, \text{ В}$$

$$U_{Obpm} = 1,5U_o, \text{ В}$$

$$I_{PpCp} = 0,5I_o, \text{ А}$$

$$I_{Ppm} = 3,5I_o, \text{ А}$$

$$I_{PpVD} = DI_o, \text{ А}$$

$$I_2 = \frac{DI_o}{1,42}, \text{ А}$$

$$\frac{I_1 w_1}{I_o w_2} = \frac{D}{1,42}$$

$$S_{Tp} = 1,5P_o, \text{ ВА}$$

$$k_{Pl} = \frac{H}{rC}$$

$$f_{Pl} = 2f_C, \text{ Гц}$$

$$S_2 = \frac{BDP_o}{1,42}, \text{ ВА}$$

$$S_1 = \frac{BDP_o}{1,42}, \text{ ВА}$$

где U_2, I_2 – действующие значения напряжения и тока фазы вторичной обмотки; U_{Obpm} – максимальное амплитудное значение обратного напряжения диода, В; I_{Ppm}, I_{PpCp} – соответственно максимальное и среднее значение тока диода, А; I_{PpVD} – действующее значение тока диода, А; $\frac{I_1 w_1}{I_o w_2}$ – соотношение произведения первичного тока на число витков первичной обмотки и выпрямленного тока на число витков вторичной обмотки; S_{Tp}, S_1, S_2 – мощность соответственно габаритная (расчетная), первичной и вторичной обмоток трансформатора, ВА; k_{Pl}, f_{Pl} – соответственно коэффициент и частота пульсаций; r – прямое сопротивление выпрямителя, Ом.

Определяем основной расчетный параметр:

$$A = \frac{\pi I_o r}{U_o m}$$

Находим приближенное значение угла ϕ , характеризующего сопротивление фазы выпрямителя:

$$\varphi = \arctg \left(\frac{2\pi f_C L_s}{r} \right)$$

где L_s – индуктивность рассеяния трансформатора, Гн.

$$L_s = \frac{k_L s U_o^4 \sqrt{\frac{U_o I_o}{s f_C B_m}}}{(p-1)^2 I_o f_C B_m}, \text{ Гн}$$

где k_L – коэффициент, определяемый схемой выпрямителя (для мостовой схемы равен $5 \cdot 10^{-3}$); p – число чередующихся секций обмоток: в случае размещения первичной обмотки между половинами вторичной $p=3$, в противном случае $p=2$; B_m – максимальное

значение индукции в магнитопроводе, Тл; f_C – частота первичной электросети, Гц; U_o , I_o – напряжение и ток на выходе выпрямителя.

С помощью графиков и параметров А и φ определяем вспомогательные расчетные параметры В, D и F.

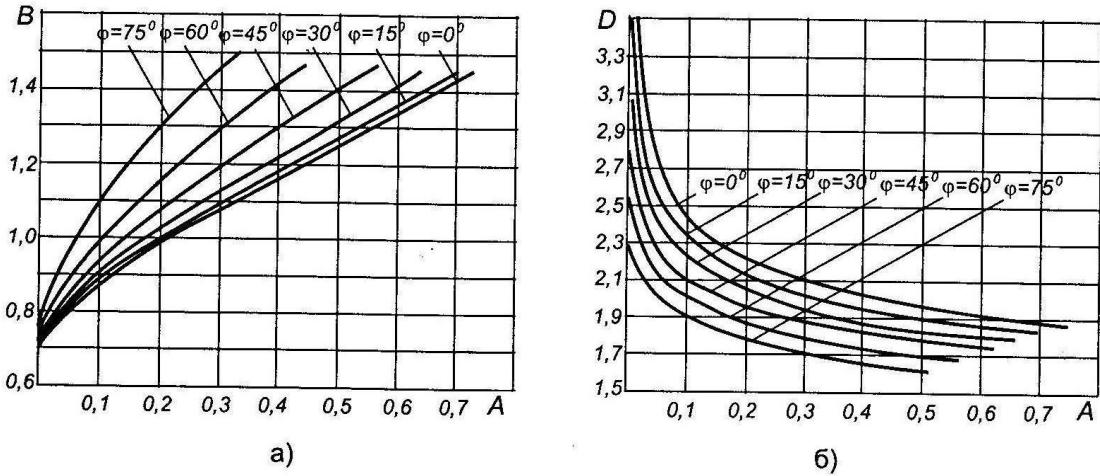


Рис. 3.2. Зависимость параметров В (рис. а) и D (рис. б) от расчетного параметра А

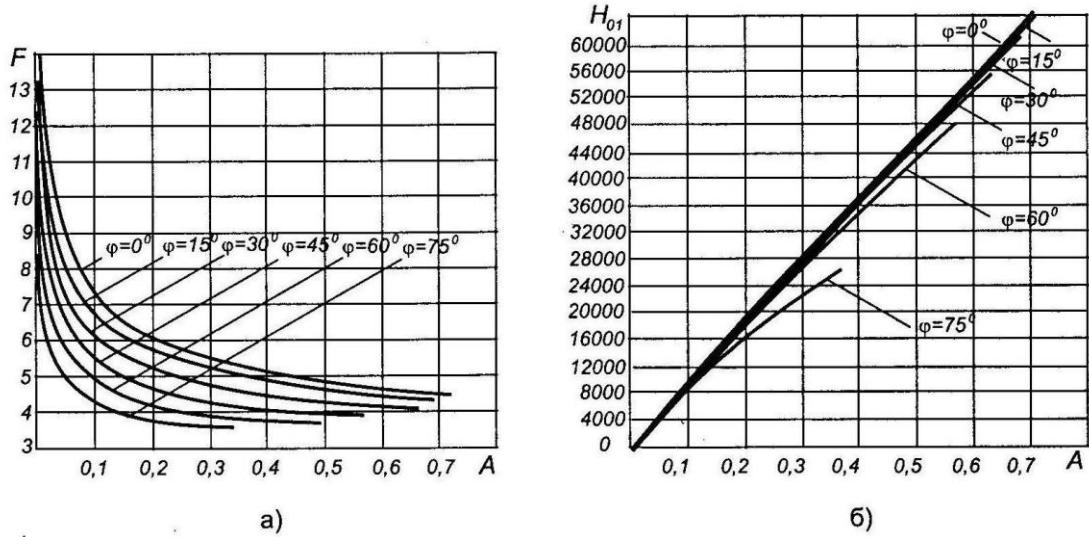


Рис. 3.3. Зависимость параметров F (рис. а) и H_{01} (рис. б) от расчетного параметра А

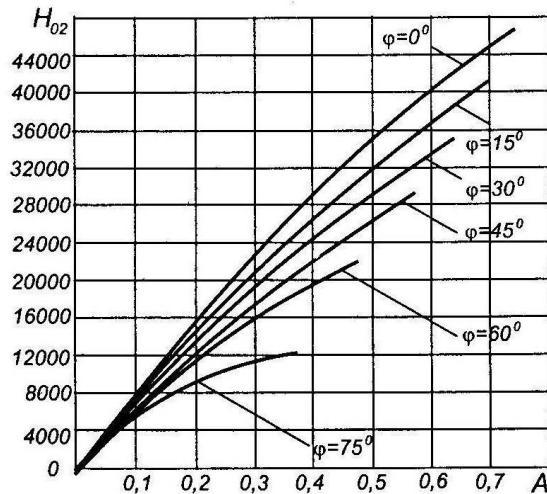


Рис. 3.4. Зависимость параметра H_{02} от расчетного параметра A

На основе параметров B , D и F с помощью соответствующих формул рассчитываются U_2 , I_2 , S_2 , I_1 , S_1 , U_{Obr} , I_{PrCp} , I_{Pr} , I_{PrVD} .

Определение емкости фильтра, обеспечивающего заданный коэффициент пульсаций, производится с помощью параметра H , значения которого можно найти по графикам рис. 3.3 б, 3.4. Параметр H_{02} предназначен для расчетов емкости фильтра двухтактных однофазных выпрямителей ($m=2$).

Величину емкости фильтра определяем по формуле:

$$C_1 = \frac{100H_{02}}{rf_C k_{\pi_1}}$$

Из приложения 4 выбираем конденсатор соответствующей емкости и на соответствующее напряжение и выписываем эти параметры.

4. Линейные стабилизаторы

Для питания электронных схем аппаратуры самого различного назначения необходима электрическая энергия, удовлетворяющая определенным требованиям, среди которых важнейшими являются стабильность напряжения питания (или тока), весьма малый уровень пульсаций и др. Обеспечение таких требований осуществляется с помощью стабилизаторов – устройств автоматически поддерживающих напряжение или ток на стороне нагрузки с заданной степенью точности.

Подавляющее большинство стабилизаторов составляют устройства с параметрическим и компенсационным принципом стабилизации. В параметрических стабилизаторах для стабилизации напряжения или тока используются элементы с нелинейной вольтамперной характеристикой (например, стабилитроны, стабисторы, полевые транзисторы и др.). Такие стабилизаторы обычно применяются в маломощных цепях с небольшим током нагрузки.

Компенсационные стабилизаторы представляют собой систему автоматического регулирования, содержащую регулирующий элемент и цепь отрицательной обратной связи. Как правило, регулирующим элементом компенсационных стабилизаторов напряжения является биполярный либо полевой транзистор (или группа транзисторов). Если этот транзистор работает в непрерывном активном режиме, то стабилизатор называют линейным (с непрерывным регулированием), а если регулирующий транзистор работает в ключевом режиме – импульсным. Вместе с этим в комбинированных стабилизаторах, которые называются непрерывно-импульсными, используют оба принципа регулирования энергии.

В настоящее время стабилизаторы с непрерывным регулированием напряжения или линейные строятся на основе интегральных стабилизаторов. Применимость интегральных стабилизаторов не ограничивается предельными значениями выходных токов и напряжений. В случаях необходимости обеспечения больших токов нагрузки интегральные стабилизаторы дополняются навесными транзисторами. При этом качественные параметры схем с интегральными стабилизаторами определяются, как правило, характеристиками интегральных стабилизаторов.

Исходные данные для расчета стабилизатора:

- напряжение (первичное) питания стабилизатора U_{ex} , В;
 - относительные отклонения напряжения питания, как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения α_{max} , α_{min} ;
 - уровень пульсаций входного (первичного) напряжения $k_{PI} = U_{Bxmi}/U_{BxCp}$;
 - номинальное значение выходного напряжения стабилизатора $U_{Вых}$, В, пределы регулировки выходного напряжения стабилизатора $U_{Выхmax}$, В, $U_{Выхmin}$, В, если такая регулировка необходима;
 - максимальный и минимальный токи нагрузки стабилизатора I_{Hmax} , I_{Hmin} , А;
 - нестабильность выходного напряжения стабилизатора $\delta U_{Cm} = \Delta U_{Cm}/U_{Cm}$ или коэффициент стабилизации по входному напряжению k_{CmU} , внутреннее сопротивление стабилизатора r_i , Ом;
 - амплитуда пульсаций выходного напряжения стабилизатора $U_{Выхm}$, В;
 - пределы изменения температуры окружающей среды t_{max} , t_{min} , °C.

Выберем схему компенсационного стабилизатора с последовательным включением регулирующего элемента. Схема позволяет получить выходное напряжение, большее, чем допустимое напряжение интегрального стабилизатора. Внешний регулирующий транзистор VT1 работает в активном режиме с изменяющимся напряжением коллектор-эмиттер $U_{КЭVT1}$.

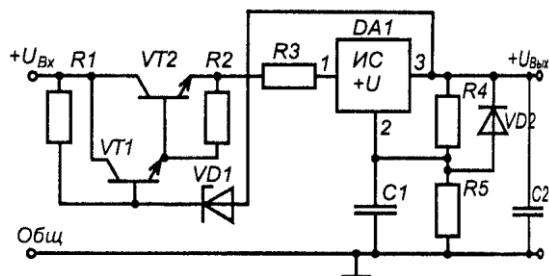


Рис. 4.1. Компенсационный стабилизатор напряжения

Минимально возможное первичное напряжение на входе стабилизатора:

$$U_{Bx\min\alpha} = U_{Bx} \leftarrow -\alpha_{\min}$$

Минимально возможное напряжение на входе интегрального стабилизатора DA1 равно:

$$U_{BxIC\min} = U_{Bx\min\alpha} - U_{K\mathcal{E}VT2\min} - U_{Bxm1} - U_{R3au} - U_{BxI}$$

где $U_{K3VT2\min}$ - минимальное падение напряжения на регулирующем транзисторе, обеспечивающее линейный режим работы, для биполярных транзисторов 1,5-2,5 В, для полевых транзисторов 1-2,5 В; U_{Bxm1} - амплитуда пульсаций входного напряжения, В $U_{Bxm1} = U_{Bx}k_{Pl}$; $U_{RЗау}$ - напряжение падения на резисторе схемы защиты от перегрузки по току, принимаем равным 0,6 В; $U_{BxI} = r_0 I_{H\max}$ - величина просадки входного напряжения при максимальном токе нагрузки, В; r_0 - внутреннее сопротивление первичного источника напряжения, принимаем 2,5 Ом.

Максимально возможное первичное напряжение на входе стабилизатора:

$$U_{Bx\max\alpha} = U_{Bx} \left(-\alpha_{\max} \right)$$

$$U_{Bx\max H} = U_{Bx\max\alpha} + U_{Bxm1} + \left(I_{H\max} - I_{H\min} \right) r$$

По полученным значениям минимального и максимального входного напряжения интегрального стабилизатора выбираем микросхему по приложению 8.

Ток регулирующего транзистора на начальном этапе расчета можно считать практически равным току нагрузки:

$$I_{KVT2\max} = I_{H\max}$$

Максимальное установившееся напряжение на транзисторе VT2 равно:

$$U_{K\mathcal{E}VT2\max} = U_{Bx\max H} - U_{B_{\text{вых}}} - \Delta U_{H\min}$$

где $\Delta U_{H\min}$ - минимальное падение напряжения на интегральном стабилизаторе, В.

Максимальная мощность, выделяющаяся на регулирующем транзисторе равна:

$$P_{VT2\max} = U_{K\mathcal{E}VT2\max} \cdot I_{KVT2\max}$$

На основании полученных данных выбирается регулирующий элемент – транзистор VT2 и записываются его параметры (приложение 6).

Производим расчет остальных элементов схемы стабилизации.

Находим минимальную величину напряжения на стабилитроне VD1:

$$U_{VD1\min} = \Delta U_{Cm\min} + U_{R3} + U_{B\mathcal{E}VT1VT2}$$

По полученному значению напряжения выбираем стабилитрон VD1 (приложение 5). Задаемся минимальным значением тока стабилитрона $I_{VD1\min}$. При этом входной ток регулирующего транзистора может достигать значения:

$$I_{B\mathcal{E}VT1VT2\max} = \frac{I_{H\max}}{\beta_{VT1VT2}}$$

Рассчитываем величину сопротивления R1:

$$R_1 = \frac{U_{Bx\min\alpha} - U_{Bxm1} - U_{B_{\text{вых}}}}{I_{VD1\min} + I_{B\mathcal{E}VT1VT2\max}}$$

Мощность резистора R1 составляет величину:

$$P_{R1} = \left(U_{Bx\max H} - U_{VD1} - U_{B_{\text{вых}}} \right) \left(I_{VD1\min} + I_{B\mathcal{E}VT1VT2\max} \right)$$

По результатам расчетов выбираем необходимый резистор R1 (приложение 7).

При увеличении входного напряжения стабилизатора и уменьшении тока нагрузки ток базы регулирующего транзистора уменьшается, а ток через стабилитрон возрастает до значения, A:

$$I_{VD1\max} = \frac{U_{Bx\max} - U_{B_{\text{вых}}} - U_{VD1}}{R_1}$$

Именно такая величина является минимально допустимой для тока нагрузки. В противном случае выходной ток интегрального стабилизатора DA1 меняет свое направление (становится втекающим), что недопустимо.

Максимальная мощность, выделяющаяся на стабилитроне, Вт:

$$P_{VD1\max} = U_{VD1} I_{VD1\max}$$

Ток выходного (следящего) делителя должен отвечать требованию

$$I_{R4R5} \geq I_{VD1\max}$$

Исходя из этого условия, устанавливаем значение тока делителя.

Общее сопротивление делителя составляет величину, Ом:

$$R_4 + R_5 = \frac{U_{B_{\text{вых}}H}}{I_{R4R5}}$$

Соответственно величина сопротивления R_4 равна

$$R_4 = \frac{U_{Выход}}{I_{R4R5}}$$

Мощность резистора R4 равна, Вт:

$$P_{R4} = P_{R5} = I_{R4R5}^2 R4$$

Величина сопротивления резистора защиты равна R3 равна:

$$R3 = \frac{U_{БЭVT1VT2}}{I_{H\max}}$$

Мощность на этом резисторе, Вт:

$$P_{R3} = U_{БЭVT1VT2} I_{H\max}$$

Для повышения коэффициента сглаживания пульсаций параллельно резистору R5 устанавливаем конденсатор C1. Расчет конденсатора проводится из условия $|X_C| << R5$ на основной нижней частоте пульсаций, как правило равной 100 Гц. Если задать $|X_C| = 0,1R5$, то

$$C = \frac{1}{0,1R5 \cdot 2\pi f}$$

По полученному результату выбираем конденсатор соответствующей емкости и на определенное напряжение (приложение 4).

Приложение 1

Конструктивные размеры броневых ленточных магнитопроводов типа ШЛ

Типоразмер магнитопровода	<i>a</i> , мм	<i>h</i> , мм	<i>c</i> , мм	<i>L</i> , мм	<i>H</i> , мм	<i>b</i> , мм	<i>h₁</i> , мм	Масса, г, не более
ШЛ4×5 ШЛ4×6,5 ШЛ4×8 ШЛ4×10 ШЛ4×12,5 ШЛ4×16	4	10	4	16	14	5 6,5 8 10 12,5 16	2	4,2 5,1 6,5 10,6 13 17,5
ШЛ5×5 ШЛ5×6,5 ШЛ5×8 ШЛ5×10 ШЛ5×12,5 ШЛ5×16	5	12,5	5	20	17,5	5 6,5 8 10 12,5 16	2,5	7,5 10 12 15 19,6 24,2
ШЛ6×6,5 ШЛ6×8 ШЛ6×10 ШЛ6×12,5 ШЛ6×16 ШЛ6×20	6	15	6	25	22	6,5 8 10 12,5 16 20	3	14 17 21 26 30,5 35,6
ШЛ8×8 ШЛ8×10 ШЛ8×12,5 ШЛ8×16	8	20	8	33	29	8 10 12 16	4	30 37 47 60
ШЛ10×10 ШЛ10×12,5 ШЛ10×16 ШЛ10×20	10	25	10	40	35	10 12,5 16 20	5	59 73 94 117
ШЛ12×12,5 ШЛ12×16 ШЛ12×20 ШЛ12×25	12	30	12	48	42	12,5 16 20 25	6	105 133 169 210
ШЛ16×16 ШЛ16×20 ШЛ16×32 ШЛ16×25	16	40	16	64	56	16 20 32 25	8	240 300 375 480
ШЛ20×20 ШЛ20×25	20	50	20	80	70	20 25	10	470 590

Типоразмер магнитопровода	<i>a</i> , мм	<i>h</i> , мм	<i>c</i> , мм	<i>L</i> , мм	<i>H</i> , мм	<i>b</i> , мм	<i>h₁</i> , мм	Масса, г, не более
ШЛ20×32	20	50	20	80	70	32	10	755
ШЛ20×40						40		940
ШЛ25×25						25		915
ШЛ25×32	25	62,5	25	100	87,5	32		1170
ШЛ25×40						40		1470
ШЛ25×50						50		1830
ШЛ32×32						32		1920
ШЛ32×40	32	80	32	128	112	40		2440
ШЛ32×50						50		3060
ШЛ32×64						64		3900
ШЛ40×40						40		3860
ШЛ40×50	40	100	40	160	140	50		4800
ШЛ40×64						64		6150
ШЛ40×80						80	20	7700

Расчетные параметры броневых ленточных магнитопроводов типа ШЛ

Типоразмер, магнитопровода	Активная площадь сечения магнитопровода <i>S_{ст}</i> , см ²	Средняя длина магнитной силовой линии <i>l_{ср.ст.}</i> , см	Площадь сечения стали × площадь окна <i>S_{ст}</i> × <i>S_{ок}</i> , см ⁴	Активный объем магнитопровода <i>V_{ст}</i> , см ³	Масса магнитопровода, г, не более	Средняя длина витка <i>l_{ср.м.}</i> , см
ШЛ6×6,5	0,34		0,35	1,83	13	3,8
ШЛ6×8	0,41		0,43	2,26	16	4,1
ШЛ6×10	0,52	4,7	0,54	2,82	20	4,5
ШЛ6×12,5	0,65		0,68	3,52	24	5
ШЛ8×8	0,55		1,02	4,35	30	5,1
ШЛ8×10	0,69	6,8	1,28	5,45	37	5,5
ШЛ8×12,5	0,86		1,6	6,8	47	6
ШЛ8×16	1,16		2,05	8,7	60	6,7
ШЛ10×10	0,87		2,50	4,7	57	6,5
ШЛ10×12,5	1,09	8,5	3,12	9,56	71	7
ШЛ10×16	1,39		4	11,8	91	7,7
ШЛ10×20	1,74		5	14,8	113	8,5

Типоразмер, магнитопровода	Активная площадь сечения магнитопровода S_{ct} , см ²	Средняя длина магнитной силовой линии $l_{ср.ст.}$, см	Площадь сечения стали \times площадь окна $S_{ct} \times S_{ок.}$, см ⁴	Активный объем магнитопровода V_{ct} , см ³	Масса магнитопронода, г, не более	Средняя длина витка $l_{ср.м.}$, см
ШЛ12×12,5	1,31		5,4	13,36	100	8
ШЛ12×16	1,68		6,9	17,1	130	8,7
ШЛ12×20	2,1		8,7	21,4	165	9,5
ШЛ12×25	2,63		10,8	26,8	205	10,5
ШЛ16×16	2,24		16,6	30,46	235	10,8
ШЛ16×20	2,8		20,5	38,1	295	11,6
ШЛ16×25	3,5		25,6	47,6	370	12,6
ШЛ16×32	4,5		32,6	61,2	470	14
ШЛ20×20	3,5		40	59,9	460	13,7
ШЛ20×25	4,4		50	75,2	575	14,7
ШЛ20×32	5,6		64	95,8	735	16,1
ШЛ20×40	7,1		80	121,4	920	17,7
ШЛ25×25	5,5		98	117	900	17,2
ШЛ25×32	7,1		125	151,2	1150	18,8
ШЛ25×40	8,8		156	187,4	1440	20,2
ШЛ25×50	11		195	234	1800	22,2
ШЛ32×32	9,1		261	284,4	1900	22,2
ШЛ32×40	11,3		328	308,5	2370	23,8
ШЛ32×50	14,2		410	388	2970	25,8
ШЛ32×64	18,1		523	494	3800	28,6
ШЛ40×40	14,2		640	486	3720	27,9
ШЛ40×50	17,7		800	605	4650	29,9
ШЛ40×64	22,7		1025	776	5960	32,7
ШЛ40×80	28,4		1280	971	7430	35,9

Конструктивные размеры броневых ленточных магнитопроводов типа ПЛ

Типоразмер магнитопровода	<i>a</i> , мм	<i>b</i> , мм	<i>c</i> , мм	<i>A</i> , мм	<i>H</i> , мм	<i>h</i> , мм	<i>h₁</i> , мм	Масса, г, не более
ПЛ6,5×12,5×8					21	8		28
ПЛ6,5×12,5×10	6,0	12,5	8	21	23	10	6,5	30
ПЛ6,5×12,5×12,5					25,5	12,5		33
ПЛ6,5×12,5×16					29	16		37
ПЛ8×12,5×12,5	8	12,5	10	26	28,5	12,5		47
ПЛ8×12,5×16					32	16	8	51
ПЛ8×12,5×20					36	20		57
ПЛ8×12,5×25					41	25		63
ПЛ10×12,5×20	10	12,5	12,5	32,5	40	20		81
ПЛ10×12,5×25					45	25	10	89
ПЛ10×12,5×32					52	32		98
ПЛ10×12,5×40					60	40		114
ПЛ12,5×16×25	12,5	16	16	41	50	25		163
ПЛ12,5×16×32					55	32	12,5	182
ПЛ12,5×16×40					65	40		203
ПЛ12,5×16×50					75	50		230
ПЛ12,5×25×32	12,5	25	20	45	57	32		292
ПЛ12,5×25×40					65	40	12,5	334
ПЛ12,5×25×50					75	50		376
ПЛ12,5×25×60					85	60		418
ПЛ16×32×40	16	32	25	57	72	40		612
ПЛ16×32×50					82	50	16	690
ПЛ16×32×65					97	65		795
ПЛ16×32×80					112	80		900
ПЛ20×40×50	20	40	32	72	90	50		1230
ПЛ20×40×60					100	60	20	1350
ПЛ20×40×80					120	80		1550
ПЛ20×40×100					140	100		1770
ПЛ25×50×65	25	50	40	90	115	65		2440
ПЛ25×50×80					130	80	25	2700
ПЛ25×50×100					150	100		3040
ПЛ25×50×120					170	120		3380
ПЛ32×64×80	32	64	50	114	144	80		5000
ПЛ32×64×100					164	100	32	5600
ПЛ32×64×130					194	130		6480
ПЛ32×64×160					224	160		7250
ПЛ40×80×100	40	80	64	144	180	100		9900
ПЛ40×80×120					200	120	40	10700
ПЛ40×80×160					240	160		12500
ПЛ40×80×200					280	200		14300

Расчетные параметры броневых ленточных магнитопроводов типа ПЛ

Типоразмер магнитопровода	Активная площадь сечения магнитопровода, $S_{ст}$, см ²	Площадь окна $S_{ок}$, см ²	Площадь сечения стали, умноженная на площадь окна $S_{ст} S_{ок}$, см ⁴	Средняя длина витка, $l_{ср.м.}$, см	Активный объем магнитопровода, $V_{ст}$, см ³
ПЛ6,5×12,5×8	0,73	0,64	0,467	3,69	2,69
ПЛ6,5×12,5×10		0,8	0,584	3,98	2,9
ПЛ6,5×12,5×12,5		1	0,73	4,33	3,16
ПЛ6,5×12,5×16		1,28	0,934	4,83	3,52
ПЛ8×12,5×12,5	0,9	1,25	1,125	6,06	5,45
ПЛ8×12,5×16		1,6	1,44	6,68	6,01
ПЛ8×12,5×20		2	1,8	7,38	6,64
ПЛ8×12,5×25		2,5	2,25	8,26	7,43
ПЛ10×12,5×20	1,01	2,5	2,5	9,6	9,69
ПЛ10×12,5×25		3,12	3,15	10,6	11,76
ПЛ10×12,5×32		4	4,04	11,6	12,71
ПЛ10×12,5×40		5	5,05	13,6	13,74
ПЛ12,5×16×25	1,8	4	7,2	12	21,6
ПЛ12,5×16×32		5,12	9,216	13,4	24,12
ПЛ12,5×16×40		6,4	11,52	15	27
ПЛ12,5×16×50		8	14,4	17	30,6
ПЛ12,5×25×32	2,81	6	16,81	13,8	38,78
ПЛ12,5×25×40		8	22,48	15,8	44,39
ПЛ12,5×25×50		10	28,1	17,8	50,02
ПЛ12,5×25×60		12	33,72	19,8	55,64
ПЛ16×32×40	4,64	10	46,1	18	82,98
ПЛ16×32×50		12,5	57,62	20	92,2
ПЛ16×32×65		16,25	74,91	23	106
ПЛ16×32×80		20	92,2	26	119,86
ПЛ20×40×50	7,2	16	115,2	22,7	163,44
ПЛ20×40×60		19,2	138,2	24,7	177,84
ПЛ20×40×80		25,6	184,32	28,7	206,6
ПЛ20×40×100		32	230,4	32,7	235,4
ПЛ25×50×65	11,25	26	292,5	28,8	324
ПЛ25×50×80		32	360	31,8	357,7
ПЛ25×50×100		40	450	35,8	402,7
ПЛ25×50×120		48	540	39,8	447,7
ПЛ32×64×80	18,43	40	737,2	36	663,4
ПЛ32×64×100		50	921,5	40	737,2
ПЛ32×64×130		65	1198	46	847,8
ПЛ32×64×160		80	1474	52	958,4
ПЛ40×80×100	28,8	64	1843	45,3	1304,6
ПЛ40×80×120		76,8	2212	49	1411,2
ПЛ40×80×160		102,4	2949	57,3	1650,2
ПЛ40×80×200		128	3689	65,3	1880,6

Некоторые электрические и конструктивные параметры магнитопроводов типа ПЛ

Типоразмер магнитопровода	$\tau_K \cdot 10^5$, с	Пределное значение мощности, В·А, трансформаторов на частоте		$\tau_K Y_{ct} \text{ с} \cdot \text{м}^3$	Коэффициент заполнения медалью окна сердечника, K_m	Средняя длина витка, l_m , см
		50 Гц	400 Гц			
ПЛ6,5×12,5×8	0,6	2,5	10,5	$2,28 \cdot 10^{-11}$		
ПЛ6,5×12,5×10	0,7	2,7	12,6	$2,86 \cdot 10^{-11}$		
ПЛ6,5×12,5×12,5	0,8	3	15,3	$3,56 \cdot 10^{-11}$	0,1	5,4
ПЛ6,5×12,5×16	0,9	3,25	18,7	$4,46 \cdot 10^{-11}$		
ПЛ8×12,5×12,5	1,2	3,56	23	$0,74 \cdot 10^{-10}$		
ПЛ8×12,5×16	1,4	4,4	28,4	$0,95 \cdot 10^{-10}$		
ПЛ8×12,5×20	1,6	4,8	33	$1,21 \cdot 10^{-10}$	0,13	6,1
ПЛ8×12,5×25	1,8	6	39	$1,52 \cdot 10^{-10}$		
ПЛ10×12,5×20	2,2	7,5	46,5	$2,36 \cdot 10^{-10}$		
ПЛ10×12,5×25	2,5	8,8	52	$2,96 \cdot 10^{-10}$		
ПЛ10×12,5×32	3	10	60	$3,9 \cdot 10^{-10}$	0,15	7
ПЛ10×12,5×40	4,2	12,5	73	$4,87 \cdot 10^{-10}$		
ПЛ12,5×16×25	4,4	13,5	91	$0,95 \cdot 10^{-9}$		
ПЛ12,5×16×32	5	16	110	$1,2 \cdot 10^{-9}$		
ПЛ12,5×16×40	5,6	19	130	$1,51 \cdot 10^{-9}$	0,18	8,9
ПЛ12,5×16×50	6,1	22	156	$1,87 \cdot 10^{-9}$		
ПЛ12,5×25×32	7,6	28	200	$2,94 \cdot 10^{-9}$		
ПЛ12,5×25×40	8,8	35	248	$3,9 \cdot 10^{-9}$		
ПЛ12,5×25×50	9,8	44	300	$4,88 \cdot 10^{-9}$	0,2	11,5
ПЛ12,5×25×60	10,6	55	340	$5,54 \cdot 10^{-9}$		
ПЛ16×32×40	14,4	70	430	$1,19 \cdot 10^{-8}$		
ПЛ16×32×50	16,2	90	510	$1,49 \cdot 10^{-8}$		
ПЛ16×32×65	18,4	115	620	$1,94 \cdot 10^{-8}$	0,23	14,6
ПЛ16×32×80	20	145	730	$2,39 \cdot 10^{-8}$		
ПЛ20×40×50	24,8	180	860	$4,05 \cdot 10^{-8}$		
ПЛ20×40×60	27,4	220	980	$4,87 \cdot 10^{-8}$		
ПЛ20×40×80	31,4	280	1220	$6,5 \cdot 10^{-8}$	0,25	18,4
ПЛ20×40×100	34,4	350	1450	$8,1 \cdot 10^{-8}$		
ПЛ25×50×65	39,5	420	1840	$1,27 \cdot 10^{-7}$		
ПЛ25×50×80	44	500	2150	$1,57 \cdot 10^{-7}$		
ПЛ25×50×100	49	620	2600	$1,96 \cdot 10^{-7}$	0,25	23
ПЛ25×50×120	52,8	740	2800	$2,36 \cdot 10^{-7}$		
ПЛ32×64×80	75,6	1000	3500	$0,5 \cdot 10^{-6}$		
ПЛ32×64×100	85	1200	4000	$0,62 \cdot 10^{-6}$		
ПЛ32×64×130	96	1400	4800	$0,81 \cdot 10^{-6}$	0,3	29,2
ПЛ32×64×160	105	1750	5600	$1 \cdot 10^{-6}$		
ПЛ40×80×100	119	2400	6720	$1,55 \cdot 10^{-6}$		
ПЛ40×80×120	133	2800	7750	$1,88 \cdot 10^{-6}$		
ПЛ40×80×160	150	3500	9000	$2,48 \cdot 10^{-6}$	0,3	36,8
ПЛ40×80×200	165	4200	10000	$3,1 \cdot 10^{-6}$		

Основные параметры медных обмоточных проводов

Диаметр провода по меди, мм	Сечение провода по меди, мм ²	Диаметр провода с изоляцией, мм				Сопротивление 1 м провода при 20°C, Ом	Допустимый ток при плотности		
		ПЭВ-1	ПЭВ-2	ПЭЛ	ПЭТВ		2 A/мм ² , А	2,5 A/мм ² , А	3 A/мм ² , А
0.02	0.00031	0.027	-	0.035	-	61.5	0.0006	0,0008	0.0009
0.025	0.00051	0.034	-	0.04	-	37.16	0.001	0,0013	0.0015
0.03	0.00071	0.041	-	0.045	-	24.7	0.0014	0,0018	0.002
0.032	0.0008	0.043	-	0.046	-	18.4	0.0016	0,002	0.0024
0.04	0.0013	0.055	-	0.055	-	13.9	0.0026	0,003	0.004
0.05	0.00196	0.062	0.08	0.07	-	9.169	0.004	0,005	0.0058
0.06	0.00283	0.075	0.09	0.085	0.09	6.367	0.0057	0,007	0.0084
0.063	0.0031	0.078	0.09	0.085	0.09	4.677	0.0063	0,0077	0.0093
0.07	0.00385	0.084	0.092	0.092	0.1	4.677	0.0071	0,0096	0.011
0.071	0.00396	0.088	0.095	0.095	0.1	4.71	0.0078	0,01	0.012
0.08	0.00503	0.095	0.105	0.105	0.11	6.63	0.01	0.012	0.015
0.09	0.00636	0.105	0.12	0.115	0.12	2.86	0.013	0,016	0.018
0.1	0.00785	0.122	0.13	0.125	0.13	2.291	0.016	0,02	0.023
0.112	0.0099	0.134	0.14	0.125	0.14	1.895	0.021	0,025	0.03
0.12	0.0113	0.144	0.15	0.145	0.15	1.591	0.023	0,03	0.034
0.125	0.0122	0.149	0.155	0.15	0.155	1.4	0.025	0,03	0.036
0.13	0.0133	0.155	0.16	0.155	0.16	1.32	0.026	0,033	0.04
0.14	0.0154	0.165	0.17	0.165	0.17	1.14	0.03	0,04	0.047
0.15	0.0176	0.176	0.19	0.18	0.19	0.99	0.035	0,044	0.053
0.16	0.0201	0.187	0.2	0.19	0.2	0.873	0.04	0,05	0.06
0.17	0.0227	0.197	0.21	0.2	0.21	0.773	0.045	0,056	0.066
0.18	0.0254	0.21	0.22	0.21	0.22	0.688	0.051	0,063	0.075
0.19	0.0283	0.22	0.23	0.22	0.23	0.618	0.057	0,07	0.084
0.2	0.0314	0.23	0.24	0.23	0.24	0.558	0.063	0,078	0.093
0.21	0.0346	0.24	0.25	0.25	0.25	0.507	0.07	0,086	0.1
0.224	0.0394	0.256	0.27	0.26	0.27	0.445	0.08	0,099	0.11
0.236	0.0437	0.26	0.285	0.27	0.28	0.402	0.088	0,11	0.13
0.25	0.049	0.284	0.3	0.275	0.3	0.357	0.098	0,122	0.147
0.265	0.0552	0.305	0.315	0.305	0.31	0.318	0.111	0,14	0.165
0.28	0.0615	0.315	0.33	0.315	0.33	0.285	0.124	0,153	0.183
0.3	0.0708	0.34	0.35	0.34	0.34	0.248	0.143	0,177	0.21
0.315	0.078	0.35	0.365	0.352	0.36	0.225	0.16	0,195	0.23
0.335	0.0885	0.375	0.385	0.375	0.38	0.198	0.177	0,22	0.26
0.355	0.099	0.395	0.414	0.395	0.41	0.177	0.2	0,25	0.29
0.38	0.113	0.42	0.44	0.42	0.44	0.155	0.226	0,282	0.34
0.4	0.126	0.44	0.46	0.442	0.46	0.14	0.251	0,315	0.37
0.425	0.142	0.465	0.485	0.47	0.47	0.124	0.283	0,355	0.42
0.45	0.16	0.49	0.51	0.495	0.5	0.11	0.32	0,4	0.48
0.475	0.177	0.525	0.545	0.495	0.53	0.099	0.35	0,43	0.53
0.5	0.196	0.55	0.57	0.55	0.55	0.09	0.39	0,49	0.58
0.53	0.22	0.58	0.6	0.578	0.6	0.0795	0.44	0.55	0.66
0.56	0.247	0.61	0.63	0.61	0.62	0.071	0.5	0.6	0.74
0.6	0.283	0.65	0.67	0.65	0.66	0.062	0.56	0.7	0.84
0.63	0.313	0.68	0.7	0.68	0.69	0.056	0.626	0.78	0.93
0.67	0.352	0.72	0.75	0.72	0.75	0.05	0.7	0.88	1.0
0.71	0.398	0.76	0.79	0.77	0.78	0.044	0.8	1.0	1.2
0.75	0.441	0.81	0.84	0.81	0.83	0.039	0.884	1.1	1.32
0.8	0.503	0.86	0.89	0.86	0.89	0.035	1.0	1.25	1.5
0.85	0.567	0.91	0.94	0.91	0.94	0.031	1.13	1.4	1.7
0.9	0.636	0.96	0.99	0.96	0.99	0.0275	1.27	1.6	1.9

0.93	0.679	0.99	1.02	0.99	1.02	0.0253	1.33	1.7	2.0
0.95	0.712	1.01	1.04	1.02	1.04	0.0248	1.42	1.78	2.13
1.0	0.785	1.07	1.1	1.07	1.11	0.0224	1.57	1.96	2.35
1.06	0.884	1.13	1.16	1.14	1.16	0.0199	1.765	2.2	2.64
1.08	0.916	1.16	1.19	1.16	1.19	0.0188	1.83	2.3	2.73
1.12	0.985	1.19	1.22	1.2	1.23	0.0178	1.97	2.46	2.94
1.18	1.092	1.26	1.28	1.26	1.26	0.0161	2.185	2.73	3.27
1.25	1.227	1.33	1.35	1.33	1.36	0.0143	2.45	3.05	3.68
1.32	1.362	1.4	1.42	1.4	1.42	0.013	2.72	3.4	4.0
1.4	1.539	1.48	1.51	1.48	1.51	0.0113	3.078	3.84	4.6
1.45	1.651	1.53	1.56	1.53	1.56	0.0106	3.306	4.127	4.95
1.5	1.767	1.58	1.61	1.58	1.61	0.0093	3.5	4.4	5.3
1.56	1.911	1.63	1.67	1.64	1.67	0.00917	3.876	4.77	5.73
1.6	2.01	1.68	1.71	1.68	1.71	0.0086	4.02	5.025	6.03
1.7	2.269	1.78	1.81	1.78	1.81	0.0078	4.54	5.67	6.78
1.74	2.378	1.82	1.85	1.82	1.85	0.00737	4.75	5.945	7.13
1.8	2.544	1.89	1.92	1.89	1.92	0.00692	5.0	6.36	7.63
1.9	2.81	1.99	2.02	1.99	2.02	0.00612	5.6	7.025	8.43
2.0	3.141	2.1	2.12	2.1	2.12	0.00556	6.3	7.85	9.42
2.12	3.529	2.21	2.24	2.22	2.24	0.00495	7.0	8.82	10.56
2.24	4.011	2.34	2.46	2.34	2.46	0.00445	8.02	10.02	12.03
2.36	4.374	2.46	2.48	2.36	2.48	0.00477	8.75	10.93	13.11
2.5	4.921	2.6	2.63	2.6	2.62	0.00399	9.85	12.3	14.7

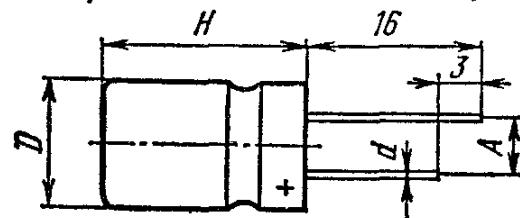
Параметры полупроводниковых диодов

Тип прибора	$U_{обр\ max}$, В $U_{обр\ и\ max}^*$, В	$I_{пр\ max}$, мА $I_{пр\ и\ max}^*$, мА	$f_d\ max$, кГц	$U_{пр}$, В не более (при $I_{пр}$, мА)	$I_{обр}$, мкА не более (при $U_{обр}$, В)
Д101	75	30	-	2 (2)	10 (75)
Д101А	75	30	-	1 (1)	10 (75)
Д102	50	30	-	2 (2)	10 (50)
Д102А	50	30	-	1 (1)	10 (50)
КД102А	250	50	1	1 (100)	0,1 (250)
КД102Б	300	50	20	1 (100)	1 (300)
Д103	30	30	-	2 (2)	30 (30)
Д103А	30	30	-	1 (1)	30 (30)
КД103А	50	50	20	1 (100)	0,5 (50)
КД103Б	50	50	20	1,2 (100)	0,5 (50)
КД105Б	400 [*]	300	1	1 (300)	100 (400)
КД105В	600 [*]	300	1	1 (300)	100 (600)
КД105Г	800 [*]	300	1	1 (300)	100 (800)
КД106А	100 [*]	300; 3 [*] А	1	1 (300)	10 (100)
Д202	100	400	20	1 (400)	500 (100)
КД202А	50 [*]	5 А	1,2	0,9 (5А)	800 (50)
КД202В	100 [*]	5 А	1,2	0,9 (5А)	800 (100)
КД202Д	200 [*]	5 А	1,2	0,9 (5А)	800 (200)
КД202Ж	300 [*]	5 А	1,2	0,9 (5А)	800 (300)
КД202К	400 [*]	5 А	1,2	0,9 (5А)	800 (400)
Д203	200	400	20	1 (400)	500 (200)
КД203А	420	10 А	1	1 (10 А)	1500 (600)
КД203Б	560	10 А	1	1 (10 А)	1500 (800)
КД203Г	1000	10 А	1	1 (10 А)	1500 (1000)
КД208А	100	1,5 А	1	1 (1000)	100 (100)
КД209А	400	700	1	1 (700)	100 (400)
КД209Б	600	500	1	1 (500)	100 (600)
КД209В	800	500	1	1 (500)	100 (800)
КД213А	200	10 А	100	1 (10 А)	200 (200)
КД213Б	200	10 А	100	1,2 (10 А)	200 (200)
КД213Г	100	10 А	100	1,2 (10 А)	200 (100)
КД221А	100	0,7 А	1	1,4 (0,7 А)	50 (100)
КД221Б	200	0,5 А	1	1,4 (0,5 А)	50 (200)
КД221В	400	0,3 А	1	1,4 (0,3 А)	100 (400)
Д223	50	50	-	1 (50)	1 (50)
Д223А	100	50	-	1 (50)	1 (100)
Д223Б	150	50	-	1 (50)	1 (150)
КД223А	200	2 А; 50 А [*]	1,5	1,3 (6 А)	10 (200)
КД226А	100	1,7 А	50	1,4 (1,7 А)	50 (100)
КД226Б	200	1,7 А	50	1,4 (1,7 А)	50 (200)
КД226В	400	1,7 А	50	1,4 (1,7 А)	50 (400)
КД226Г	600	1,7 А	50	1,4 (1,7 А)	50 (600)
Д242	100	10 А	1,1	1,25 (10 А)	3000 (100)

Тип прибора	$U_{\text{обр}} \text{ max, В}$ $U_{\text{обр и тах, В}}$	$I_{\text{пр}} \text{ max, мА}$ $I_{\text{пр и тах, мА}}$	$f_{\text{д}} \text{ max, кГц}$	$U_{\text{пр, В}}$ не более (при $I_{\text{пр, мА}}$)	$I_{\text{обр, мкА}}$ не более (при $U_{\text{обр, В}}$)
Д242А	100	10 А	1,1	1 (10 А)	3000 (100)
Д242Б	100	5 А	1,1	1,5 (5 А)	3000 (100)
КД243А	50	1 А; 6 [*] А	1	1,1 (1 А)	10 (50)
КД243Б	100	1 А; 6 [*] А	1	1,1 (1 А)	10 (100)
КД243В	200	1 А; 6 [*] А	1	1,1 (1 А)	10 (200)
КД243Г	400	1 А; 6 [*] А	1	1,1 (1 А)	10 (400)
КД247А	100	1 А; 30 [*] А	150	1,3 (1 А)	5 (100)
КД247Б	200	1 А; 30 [*] А	150	1,3 (1 А)	5 (200)
КД247В	400	1 А; 30 [*] А	150	1,3 (1 А)	5 (400)
КД257А	200	3 А; 15 [*] А	-	1,5 (5 А)	2 (200)
КД257Б	400	3 А; 15 [*] А	-	1,5 (5 А)	2 (400)
КД257В	600	3 А; 15 [*] А	-	1,5 (5 А)	2 (600)
КД268А	25	3 А; 300 [*] А	-	0,65 (3 А)	1 мА
КД268Б	50	3 А; 250 [*] А	-	0,75 (3 А)	1 мА
КД268В	75	3 А; 200 [*] А	-	0,85 (3 А)	1 мА
КД268Г	100	3 А; 150 [*] А	-	0,85 (3 А)	1 мА
КД268Д	150	3 А	-	0,9 (3 А)	2 мА
КД268Е	200	3 А	-	0,9 (3 А)	2 мА
КД269А	25	5 А; 450 [*] А	-	0,65 (5 А)	1 мА
КД269Б	50	5 А; 300 [*] А	-	0,75 (5 А)	1 мА
КД269В	75	5 А; 240 [*] А	-	0,85 (5 А)	1 мА
КД269Г	100	5 А; 210 [*] А	-	0,85 (5 А)	1 мА
КД269Д	150	5 А	-	0,9 (5 А)	1 мА
КД269Е	200	5 А	-	0,9 (5 А)	2 мА
КД269Ж	250	5 А	-	0,95 (5 А)	2 мА
КД270А	25	7,5 А; 850 [*] А	-	0,65 (7,5 А)	1 мА
КД270Б	50	7,5 А; 700 [*] А	-	0,75 (7,5 А)	1 мА
КД270В	75	7,5 А; 600 [*] А	-	0,85 (7,5 А)	1 мА
КД270Г	100	7,5 А; 525 [*] А	-	0,85 (7,5 А)	1 мА
КД270Д	150	7,5 А	-	0,9 (7,5 А)	1 мА
КД424А	250	350 (2 [*] А)	10 МГц	1,1 (300)	0,1 (250)
КД424Б	200	350 (2 [*] А)	10 МГц	1,1 (300)	0,1 (200)
КД424В	150	350 (2 [*] А)	10 МГц	1,1 (300)	0,1 (150)
КД504А	40	240	-	1,2 (100)	2 (40)
КД509А	50	100	-	1,1 (0,1 А)	5 (50)
КД510А	50	200	-	1,1 (0,2 А)	5 (50)
КД249А	40	3 А; 10 [*] А	-	0,475 (3 А)	3000
КД249Б	30	3 А; 10 [*] А	-	0,475 (3 А)	3000
КД249В	20	3 А; 10 [*] А	-	0,475 (3 А)	3000
КД259А	90	3 А; 10 [*] А	-	0,8 (3 А)	3000
КД259Б	80	3 А; 10 [*] А	-	0,75 (3 А)	3000
КД281А	50	1 А; 30 [*] А	1	1,1 (1 А)	50 (50)
КД281Б	100	1 А; 30 [*] А	1	1,1 (1 А)	50 (100)
КД281В	200	1 А; 30 [*] А	1	1,1 (1 А)	50 (200)

Параметры электролитических конденсаторов

*K50-6, K50-16
(с односторонними
проводочными выводами)*

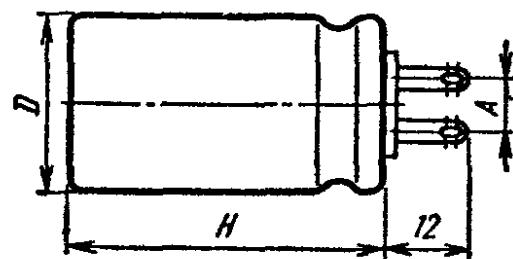
**K50-6, K50-16**

Номи- нальное напряже- ние, В	Номи- нальная емкость, мкФ	Размеры, мм				Масса, г, не более	
		D	H	A	d		
<i>K50-6</i>							
6,3	50	7,5	13	2,5	0,5	1,4	
	100	10,5	15	5		2,5	
	200	14	16	0,8	5,5		
	500	18	18		7,5	8,5	
10	10	6	13	2,5	0,5	0,8	
	20	7,5	15	5		1,4	
	50	10,5				2,5	
	100	12	16	5	0,5	4	
	200	16	18	7,5	0,8	6,5	
16	500	18	25			12	
	1000	40	40			25	
	1	4	13	2	0,5	0,6	
	5	6		2,5		0,8	
25	10	7,5				1,4	
	20	10,5	18	5,0	0,8	3,5	
	50	12		7,5		4,5	
	100	16				6,5	
25	200	16	25	7,5	0,8	12	
	500	18		5,0		35	
	1000	21		45		2,5	
	1	4	13	2	0,5	0,6	
25	5	7,5	15	2,5	0,5	1,4	
	10	10,5		5,0		2,5	

Номи- нальное напряже- ние, В	Номи- нальная емкость, мкФ	Размеры, мм				Масса, г, не более		
		D	H	A	d			
25	50	14	18	5,0	0,8	6		
	100	16		7,5		6,5		
	200 500	18		45		8,5 25		
50	1 2	6	13	2,5	0,5	0,8		
	5	7,5				1,4		
	10	10,5		5		2,5		
	20	12	16			4		
	50	18	18	7,5	0,8	8,5		
	100	25	25			12		
	200	45	45			25		
100	1 2	6	13	2,5	0,5	0,8 1,2		
	5	7,5				2		
	10 20	12 14	18	5	0,8	4,5 5,5		
	1 2	6 7,5	18	2,5	0,5	1,2 2		
160	5	12				4,5		
	10 20	14 18				6 8,5		
	1 2	6 7,5				0,8		
<i>K50-16</i>								
6,3	20	4	13	2	0,5	0,6		
	30	6		2,5		0,8		
	50	7,5	15	5		1,7		
	100	10,5	13			2,3		
	200	12	16			4		
	500							
10	10	4	13	2	0,5	0,6		
	20	6		2,5		0,8		
	30	18				1,2		
	50	10,5	13			2,3		
	100	12	15	5		2,5		
	200	18		7,5		4,5		
	500							
	2000	18	26			12		
	10							

Номи- нальное напряже- ние, В	Номи- нальная емкость, мкФ	Размеры, мм				Масса, г, не более
		D	H	A	d	
16	5	4		2		0,6
	10	6	13			0,8
	20			2,5		1,4
	30	7,5				1,7
	50		15			2,3
	100	10,5	13			4
	200	12	16	5		6
	500	14	18			8
	1000	16	26			25
	2000	18	45	7,5	0,8	
25	2	4		2		0,6
	5	6	13			0,8
	10					1,4
	20	7,5		2,5		1,7
	30		15			2,3
	50	10,5	13			4
	100	12	16			6,5
	200	16	18			12
	500		26			25
	1000	18	45	7,5	0,8	
50	2	4		2		0,6
	5	6	13	2,5		0,8
	10	7,5				1,4
	20	10,5		5		2,3
	50	12	18			4,5
	100	16				8
	200	18	26			12
	500	21	45	7,5	0,8	35
	0,5	4		2		0,6
	1	6	13	2,5		0,8
100	2					
	5	7,5	15			1,7
	10	10,5				2,5
	20	12	18	5		4,5
	30	14				6
	50	16	26	7,5		8
160	1	6	18	2,5		1,2
	2	7,5				1,7
	5	10,5	15			2,5
	10	14		5		5
	20	18	18	7,5	0,8	8,5

K50-6, K50-16
*(с односторонними
лопастковыми выводами)*



K50-6, K50-16

Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ	Размеры, мм			Масса, г, не более
		D	H	A	
<i>K50-6</i>					
10	2000 4000	24 30	45	10 13	40 60
16	2000 4000	26 30	60	10 13	55 70
25	1000 2000	30	45 60		60 70
	4000	34	78	13	120
50	500 1000	30	45 60		60 70
	2000	34	78	13	120
<i>K50-16</i>					
16	5000	24	45	13	40
25	2000	24	45		40
	5000	30	60	13	70
	10 000	34	87		150
50	1000 2000	26 30	60		55 70

Параметры полупроводниковых стабилитронов

Тип прибора	Предельные значения параметров при $T=25^{\circ}\text{C}$			Значения параметров при $T=25^{\circ}\text{C}$						$T_{\text{k,max}} (T_n)$ $^{\circ}\text{C}$	
	$U_{\text{ст.ном.}}$ B	$I_{\text{ст.ном.}}$ mA	$P_{\text{макс.}}$ mBt	$U_{\text{ст.}}$		$r_{\text{ст.}}$ Om	$a_{\text{ст.}}$ $10^{-2} \%/{ }^{\circ}\text{C}$	$I_{\text{ст.}}$			
				мин B	макс B			мин mA	макс mA		
2С130Д1	3,0	3,0	50	2,8	3,2	180	-7,5	0,25	16,7	125	
КС133А	3,3	10,0	300	2,97	3,63	65	-11	3,0	81	125	
КС133Г	3,3	5,0	125	3	3,6	150	-10	1,0	37,5	125	
2С133А	3,3	10,0	300	2,97	3,63	65	-11	3,0	81	125	
2С133Б	3,3	10,0	100	3	3,7	65	-10	3,0	30	125	
2С133В	3,3	5,0	125	3,1	3,5	150	-10	1,0	37,5	125	
2С133Г	3,3	5,0	125	3	3,6	150	-10	1,0	37,5	125	
2С133Д1	3,3	3,0	50	3,1	3,5	180	-7,5	0,25	15,2	125	
2С136Д1	3,6	3,0	50	3,4	3,8	180	-7,0	0,25	13,9	125	
КС139А	3,9	10,0	300	3,51	4,29	60	-10	3,0	70	125	
КС139Г	3,9	5,0	125	3,5	4,3	150		1,0	32	125	
2С139А	3,9	10,0	300	3,51	4,29	60	-10	3,0	70	125	
2С139Б	3,9	10,0	100	3,5	4,3	60	-10	3,0	26	125	
2С139Д1	3,9	3,0	50	3,7	4,1	180	-6,5	0,25	12,8	125	
2С143Д1	4,3	3,0	50	4	4,6	180	-6,0	0,25	11,6	125	
КС147А	4,7	10,0	300	4,23	5,17	56	-9...10	3,0	58	125	
КС147Г	4,7	5,0	125	4,2	5,2	150	-7,0	1,0	26,5	125	
2С147А	4,7	10,0	300	4,23	5,17	56	-9...10	3,0	58	125	
2С147Б	4,7	10,0	100	4,1	5,2	56	-8...+2	3,0	21	125	
2С147В	4,7	5,0	125	4,5	4,9	150	-7,0	1,0	26,5	125	
12С147Г	4,7	5,0	125	4,2	5,2	150	-7,0	1,0	26,5	125	
12С147Ү1	4,7	3,0	50	4,2	5,2	220	-8,0	1,0	10,6	125	
12С147Т1	4,7	3,0	50	4,4	4,9	220	-8,0	1,0	10,6	125	
2С147Т9	4,7	3,0	200	4,4	4,9	220	-8,0	1,0	38	125	
2С151Т1	5,1	3,0	50	4,8	5,4	180	-6...3	1,0	10	125	
КС156А	5,6	10,0	300	5,04	6,16	46	$\pm 5,0$	3,0	55	125	
КС156Г	5,6	5,0	125	5	6,2	100	7,0	1,0	22,4	125	
2С156А	5,6	10,0	300	5,04	6,16	46	$\pm 5,0$	3,0	55	125	
2С156Б	5,6	10,0	100	5	6,4	45	-4...7	3,0	18	125	
2С156В	5,6	5,0	125	5,3	5,9	100	5,0	1,0	22,4	125	
2С156Г	5,6	5,0	125	5	6,2	100	7,0	1,0	22,4	125	
2С156Ү1	5,6	3,0	50	5	6,2	160	-4...6	1,0	9	125	
2С156Т1	5,6	3,0	50	5,3	5,9	160	-4...6	1,0	9	125	
2С156Т9	5,6	3,0	200	5,3	5,9	160	-4...6	1,0	34	125	
2С156Ф	5,6	5,0	125	5,3	5,9	30	4,0	1,0	20	125	

Тип прибора	Предельные значения параметров при $T=25^{\circ}\text{C}$			Значения параметров при $T=25^{\circ}\text{C}$						$T_{\kappa,\max}(T_n)$ $^{\circ}\text{C}$	
	$U_{\text{ст.ном.}}$ B	$I_{\text{ст.ном.}}$ mA	$P_{\text{макс.}}$ mBt	$U_{\text{ст.}}$		$r_{\text{ст.}}$ Om	$a_{\text{ст.}}$ $10^{-2} \text{%/}^{\circ}\text{C}$	$I_{\text{ст.}}$			
				мин B	макс B			мин mA	макс mA		
KC162A	6,2	10,0	300	5,8	6,6	35	-6,0	3,0	50	100	
KC162B	6,2	10,0	150	5,8	6,6	-	-6,0	3,0	22	100	
2C162A	6,2	10,0	150	5,66	6,76	35	-6,0	3,0	22	125	
2C162Б1	6,2	3,0	21	5,89	6,51	15	6,0	1,0	3,4	85	
2C162В1	6,2	3,0	21	5,58	6,82	25	6,0	1,0	3,4	85	
KC168A	6,8	10,0	300	6,12	7,48	7	$\pm 6,0$	3,0	45	125	
KC168B	6,8	10,0	150	6,3	7,3	28	$\pm 5,0$	3,0	20	100	
2C168A	6,8	10,0	300	6,12	7,48	28	$\pm 6,0$	3,0	45	125	
2C168Б	6,8	10,0	100	6	7,5	15	7,0	3,0	15	125	
2C168B	6,8	10,0	150	6,24	7,38	28	$\pm 5,0$	3,0	20	125	
2C168K1	6,8	0,5	20	6,46	7,14	200	5,0	0,1	2,94	125	
2C168K9	6,8	0,5	200	6,46	7,14	200	5,0	0,1	27	125	
2C168X	6,8	0,5	20	6,5	7,1	200	5,0	0,5	3	125	
KC170A	7,0	10,0	150	6,43	7,59	20	$\pm 1,0$	3,0	20	100	
2C170A	7,0	10,0	150	6,43	7,59	18	$\pm 1,0$	3,0	20	125	
KC175A	7,5	5,0	150	6,82	8,21	16	$\pm 4,0$	3,0	18	100	
KC175Ж	7,5	0,5	125	7,1	7,9	40	7,0	0,5	17	125	
KC175Ц	7,5	0,5	125	7,1	7,9	200	6,5	0,1	17	125	
2C175A	7,5	5,0	150	6,82	8,21	16	$\pm 4,0$	3,0	18	125	
2C175Ж	7,5	4,0	150	7,1	7,9	20	7,0	0,5	20	125	
2C175K1	7,5	0,5	20	7,13	7,88	200	6,5	0,1	2,66	125	
2C175X	7,5	0,5	20	7,1	7,9	200	6,5	0,1	2,65	125	
2C175Ц	7,5	0,5	125	7,1	7,9	200	6,5	0,1	17	125	
2C175Ц1	7,5	0,1	20	7,1	7,9	820	6,0	0,05	2,65	85	
2C180A	8,0	5,0	125	7	8,5	8	7,0	3,0	15	125	
KC182A	8,2	5,0	150	7,6	8,8	14	-	3,0	17	100	
KC182Ж	8,2	4,0	125	7,4	9	40	8,0	0,5	15	125	
KC182Ц	8,2	0,5	125	7,8	8,6	200	7,0	0,1	15	125	
KC182Ц1	8,2	0,1	20	7,8	8,6	820	6,5	0,05	2,5	85	
2C182A	8,2	5,0	150	7,49	8,95	14	4,0	3,0	17	125	
2C182Ж	8,2	4,0	150	7,8	8,7	40	8,0	0,5	18	125	
2C182K1	8,2	0,5	20	7,79	8,61	220	7,5	0,1	2,44	125	
2C182X	8,2	0,5	20	7,8	8,6	200	7,5	0,5	2,5	125	
2C182Ц	8,2	0,5	125	7,8	8,6	200	7,0	0,1	15	125	
2C190A	9,0	5,0	125	8	9,5	12	8,0	3,0	13	125	

Параметры биполярных транзисторов

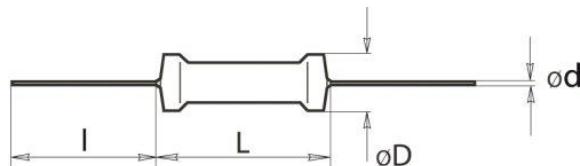
Наименование	тип	U _{кб0(и)} , В	U _{кэ0(и)} , В	I _{кmax(и)} , мА	P _{кmax(т)} , Вт	h ₂₁₃	I _{кб0} , мкА	f _{гр.} , МГц
KT501А	<i>p-n-p</i>	15	15	300(500)	0.35	20-60	\leq_1	\geq_5
KT501Б		15	15	300(500)	0.35	40-120	\leq_1	\geq_5
KT501В		15	15	300(500)	0.35	80-240	\leq_1	\geq_5
KT501Г		30	30	300(500)	0.35	20-60	\leq_1	\geq_5
KT501Д		30	30	300(500)	0.35	40-120	\leq_1	\geq_5
KT501Е		30	30	300(500)	0.35	80-240	\leq_1	\geq_5
KT501Ж		45	45	300(500)	0.35	20-60	\leq_1	\geq_5
KT501И		45	45	300(500)	0.35	40-120	\leq_1	\geq_5
KT501К		45	45	300(500)	0.35	80-240	\leq_1	\geq_5
KT501Л		60	60	300(500)	0.35	20-60	\leq_1	\geq_5
KT501М		60	60	300(500)	0.35	40-120	\leq_1	\geq_5
KT502А	<i>p-n-p</i>	40	25	150(350)	0.35	40-120	\leq_1	\geq_{350}
KT502Б		40	25	150(350)	0.35	80-240	\leq_1	\geq_{350}
KT502В		60	40	150(350)	0.35	40-120	\leq_1	\geq_{350}
KT502Г		60	40	150(350)	0.35	80-240	\leq_1	\geq_{350}
KT502Д		80	60	150(350)	0.35	40-120	\leq_1	\geq_{350}
KT502Е		90	80	150(350)	0.35	40-120	\leq_1	\geq_{350}
KT503А	<i>n-p-n</i>	40	25	150(350)	0.35	40-120	\leq_1	\geq_{350}
KT503Б		40	25	150(350)	0.35	80-240	\leq_1	\geq_{350}
KT503В		60	40	150(350)	0.35	40-120	\leq_1	\geq_{350}
KT503Г		60	40	150(350)	0.35	80-240	\leq_1	\geq_{350}
KT503Д		80	60	150(350)	0.35	40-120	\leq_1	\geq_{350}
KT503Е		100	80	150(350)	0.35	40-120	\leq_1	\geq_{350}
KT504А	<i>n-p-n</i>	400	350	1000(2000)	1(10)	15-100	\leq_{100}	\geq_{20}
KT504Б		250	200	1000(2000)	1(10)	15-100	\leq_{100}	\geq_{20}
KT504В		300	275	1000(2000)	1(10)	15-100	\leq_{100}	\geq_{20}
KT505А	<i>p-n-p</i>	300	300	1000(2000)	1(10)	25-140	\leq_{100}	\geq_{20}
KT505Б		250	250	1000(2000)	1(10)	25-140	\leq_{100}	\geq_{20}
KT506А	<i>n-p-n</i>	800	800	2000(5000)	0.8(10)	30-150	\leq_{1000}	\geq_{10}
KT506Б		600	600	2000(5000)	0.8(10)	30-150	\leq_{1000}	\geq_{10}
<u>KT801А</u>	<i>n-p-n</i>	80	80	2000	(5)	15-50	\leq_{10000}	\geq_{10}
<u>KT801Б</u>		60	60	2000	(5)	30-150	\leq_{10000}	\geq_{10}
<u>KT802А</u>		150	130	5000	(50)	\geq_{15}	\leq_{60000}	\geq_{10}
<u>KT803А</u>		60	(80)	10000	(60)	10-70	\leq_{5000}	\geq_{20}
<u>KT807А</u>		100	100	500 (1500)	(10)	15-45	\leq_{5000}	\geq_5
<u>KT807Б</u>		100	100	500 (1500)	(10)	30-100	\leq_{5000}	\geq_5
<u>KT809А</u>		400	400	3000 (5000)	(40)	15-100	\leq_{3000}	$\geq_{5.1}$
<u>KT812А</u>		700	700	8000 (12000)	(50)	\geq_4	\leq_{5000}	\geq_3

<u>KT812Б</u>		500	500	8000 (12000)	(50)	\geq_4	\leq_{5000}	\geq_3
<u>KT812Б</u>		300	300	8000 (12000)	(50)	\geq_{10}	\leq_{5000}	\geq_3
<u>KT814А</u>	<i>p-n-p</i>	40	25	1500 (3000)	1(10)	40-275	\leq_{50}	\geq_3
<u>KT814Б</u>		50	40	1500 (3000)	1(10)	40-275	\leq_{50}	\geq_3
<u>KT814В</u>		70	60	1500 (3000)	1(10)	40-275	\leq_{50}	\geq_3
<u>KT814Г</u>		100	80	1500 (3000)	1(10)	30-275	\leq_{50}	\geq_3
<u>KT815А</u>	<i>n-p-n</i>	40	30	1500 (3000)	1(10)	40-275	\leq_{50}	\geq_3
<u>KT815Б</u>		50	45	1500 (3000)	1(10)	40-275	\leq_{50}	\geq_3
<u>KT815В</u>		70	65	1500 (3000)	1(10)	40-275	\leq_{50}	\geq_3
<u>KT815Г</u>		100	85	1500 (3000)	1(10)	30-275	\leq_{50}	\geq_3

Тонкопленочные резисторы для эксплуатации при повышенной температуре среды

C2-33 - резисторы постоянные непроволочные общего применения всеклиматического неизолированного варианта исполнения, предназначены для работы в электрических цепях постоянного, переменного токов и в импульсном режиме.

Габаритные размеры



Вид резистора	Габаритные размеры и допустимые отклонения, мм				Масса, г, не более
	L, не более	I	D, не более	d	
C2-33-0,125	6,0	20 ± 3	2,2	$0,6 \pm 0,1$	0,15
C2-33-0,25	7,0		3,0		0,25
C2-33-0,5	10,2	25 ± 3	4,2	$0,8 \pm 0,1$	1,0
C2-33-1,0	13,0		6,7		2,0
C2-33-2,0	18,5		8,8		3,5

Основные технические характеристики

Температурный коэффициент сопротивления (ТКС) резисторов должен соответствовать значениям, установленным в нижеследующей таблице.

Допускаемые отклонения сопротивления, %	ТКС $\times 10^{-6}$ 1/°C, не более, в диапазоне температур		Группа по ТКС
	20 до 200°C	от минус 60 до 20°C	
± 1; ± 2	± 100	± 300	В
± 1; ± 2	± 250	± 500	Г
± 5; ± 10	± 500	± 500	Д
± 5; ± 10	± 1000	± 1500	Ж
		± 1000	

Номинал сопротивления резисторов в курсовой работе выбирается из ряда Е-24

Вид резистора	Номинальная мощность рассеяния, Вт	Пределы номинальных сопротивлений	Предельное рабочее напряжение, В
C2-33 - 0,125	0,125	1 Ом - 3,01 МОм	200
C2-33 - 0,25	0,25	1 Ом - 5,11 МОм	250
C2-33 - 0,5	0,5	0,1 Ом - 5,11 МОм	350
C2-33 - 1	1	1 Ом - 22,0 МОм	500
C2-33 - 2	2	1 Ом - 22,0 МОм	750

Характеристики	Ед. изм.	Значение
Гарантированная стабильность в течение минимальной наработки 20000 ч. при номинальной нагрузке (не более):	%	±5; ±10
Уровень шумов	мкВ/В	1, 5, 10
Допускаемое отклонение от номинального сопротивления	%	±1,0; ±2,0; ±5,0; ±10
Промежуточные значения номинальных сопротивлений для допускаемых отклонений:	по ряду Е96 по ряду Е24	±1,0; ±2,0 ±5,0; ±10
Диапазон рабочих температур	°C	от минус 60 до + 200
Срок сохраняемости	лет	25

Параметры интегральных стабилизаторов КР142ЕН

Условное обозначение	Аналог	Параметры						
		U _{вых.} ном. В	U _{вых.} мин. В	U _{вых.} макс. В	I _{вых.} макс. А	U _{вх.} макс. В	K _{нест.} напр. макс. %/В	
КР142ЕН5А		5.0	4.9	5.1	1.5	15	0.05	1.33
КР142ЕН5Б		6.0	5.88	6.12	1.5	15	0.05	1.33
КР142ЕН5В	7805	5.0	4.82	5.18	2.0	15	0.05	1.33
КР142ЕН5Г	7806	6.0	5.79	6.21	2.0	15	0.05	1.33
КР142ЕН8А		9.0	8.73	9.27	1.5	35	0.05	1.0
КР142ЕН8Б		12.0	11.64	12.36	1.5	35	0.05	1.0
КР142ЕН8В		15.0	14.55	15.45	1.5	35	0.05	1.0
КР142ЕН8Г	7809	9.0	8.64	9.36	1.0	30	0.1	1.5
КР142ЕН8Д	7812	12.0	11.52	12.48	1.0	30	0.1	1.5
КР142ЕН8Е	7815	15.0	14.4	15.6	1.0	30	0.1	1.5
КР142ЕН9А		20.0	19.6	20.4	1.5	40	0.05	0.67
КР142ЕН9Б		24.0	23.52	24.48	1.5	40	0.05	0.67
КР142ЕН9В		27.0	26.46	27.54	1.5	40	0.05	0.67
КР142ЕН9Г	7820	20.0	19.4	20.6	1.0	35	0.1	1.5
КР142ЕН9Д	7824	24.0	23.28	24.72	1.0	35	0.1	1.5
КР142ЕН9Е	7827	27.0	26.19	27.81	1.0	35	0.1	1.5

2.3 Структура курсовой работы (проекта):

- титульный лист;
- содержание;
- введение;
- основная часть;
- заключение;
- список использованной литературы;
- приложения.

2.4 Требования к оформлению курсового проекта.

Страницы текста работы должны соответствовать формату А4 ГОСТ 9327. Текст должен быть выполнен с использованием компьютера и принтера на одной стороне листа белой бумаги через полуторный интервал. Цвет шрифта должен быть черным, высота букв, цифр и других знаков должна составлять 14 пунктов (кегль 14), форматирование текста по ширине, заголовков — по центру. При использовании текстового редактора Microsoft Word рекомендуется использовать стандартную гарнитуру шрифта Times New Roman. Текст следует печатать, соблюдая следующие размеры полей: левое – 3 см, правое – 1,5 см, верхнее – 2 см, нижнее – 2 см. Абзацный отступ – 1,25 см. Условные графические обозначения в электрических схемах должны отвечать действующим требованиям ЕСКД. В конце работы указываются использованные учебники и учебные пособия, использованные для выполнения курсовой работы.

Проект должен быть подписан с указанием даты ее окончания.

Исходные данные выбираются на основании номера варианта (по первой и второй цифре варианта), выданного преподавателем.

2.5 Критерии оценки:

№	Критерии оценки	Макс. балл
1	соблюдение сроков сдачи проекта	5
2	правильность оформления проекта	5
3	грамотность структурирования проекта	5
4	наличие иллюстрирующего(расчетного) материала	5
5	использование современной литературы	5
6	использование зарубежной литературы	5
7	актуальность темы	5
8	сбалансированность разделов проекта	5
9	правильная формулировка целей и задач	10
10	соответствие содержания заявленной теме	10
11	практическая значимость результатов	10
12	степень самостоятельности выполнения	10
13	наличие элементов научного исследования	10
14	умение докладывать результаты	10
	ИТОГО:	100

2.6 Рекомендованная литература.

2.6.1 Основана литература:

1. Миловзоров О.В. Электроника [Текст]: Учебник для вузов / О.В. Миловзоров, И.Г. Панков. – 3-е изд., стер. – М.: Высш. шк., 2006. 288 с.: ил.
2. Новожилов, О.П. Электроника и схемотехника. В 2 т. Т.1 [Текст] / О.П. Новожилов. – М.: Издательство Юрайт, 2015. – 382 с.
3. Новожилов, О.П. Электроника и схемотехника. В 2 т. Т.2 [Текст] / О.П. Новожилов. – М.: Издательство Юрайт, 2015. – 421 с.

2.6.2 Дополнительная литература:

1. Лачин В.И. Электроника: учеб. пособие [Текст] / В.И. Лачин, Н.С. Савелов. – Изд. 7-е. – Ростов н/Д.: Феникс, 2002. – 576 с.

3. МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО

САМОСТОЯТЕЛЬНОМУ ИЗУЧЕНИЮ ВОПРОСОВ

3.1 Элементная база современных электронных устройств

Резисторы нелинейные полупроводниковые: термисторы, варисторы, фоторезисторы, магниторезисторы. Условные графические обозначения резисторов. Классификация и система условных обозначений полупроводниковых приборов.

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности.

К *нелинейным* резисторам относятся варисторы, тензорезисторы, фоторезисторы, магниторезисторы, терморезисторы и др.

Варистор (англ. *vari(able)(resi)stor* переменный резистор) полупроводниковый резистор, электрическое сопротивление (проводимость) которого нелинейно зависит от приложенного напряжения, то есть обладающий нелинейной симметричной вольт-

амперной характеристикой и имеющий два вывода. Обладает свойством резко уменьшать свое сопротивление с единиц ГОм до десятков Ом при увеличении приложенного к нему напряжения выше пороговой величины. При дальнейшем увеличении напряжения сопротивление уменьшается ещё сильнее. Благодаря отсутствию сопровождающих токов при скачкообразном изменении приложенного напряжения, варисторы являются основным элементом для производства устройств защиты от импульсных перенапряжений (УЗИП).

Изготавливают варисторы спеканием при температуре около 1700 °C полупроводника преимущественно порошкообразного карбида кремния SiC или оксида цинка ZnO, и связующего вещества (глина, жидкое стекло, лаки, смолы и др.). Далее поверхность полученного элемента металлизируют и припаивают к ней выводы.

Конструктивно варисторы выполняются обычно в виде дисков, таблеток, стержней; существуют бусинковые и плёночные варисторы. Широкое распространение получили стержневые подстроечные варисторы с подвижным контактом.

Нелинейность характеристик варисторов обусловлена локальным нагревом соприкасающихся граней многочисленных кристаллов карбида кремния (или иного полупроводника). При локальном повышении температуры на границах кристаллов сопротивление последних существенно снижается, что приводит к уменьшению общего сопротивления варисторов.

Температурный коэффициент сопротивления варистора - отрицательная величина.

Низковольтные варисторы изготавливают на рабочее напряжение от 3 до 200 В и ток от 0,1 мА до 1 А; высоковольтные варисторы - на рабочее напряжение до 20 кВ.

Варисторы применяются для стабилизации и регулирования низкочастотных токов и напряжений, в аналоговых вычислителях - для возведения в степень, извлечения корней и других математических действий, в цепях защиты от перенапряжений (например, высоковольтные линии электропередачи, линии связи, электрические приборы) и др.

Высоковольтные варисторы применяются для изготовления ограничителей перенапряжения.

Как электронные компоненты, варисторы дёшевы и надёжны, способны выдерживать значительные электрические перегрузки, могут работать на высокой частоте (до 500 кГц). Среди недостатков - значительный низкочастотный шум и старение - изменение параметров со временем и при колебаниях температуры.

Терморезистор – полупроводниковый прибор, электрическое сопротивление которого изменяется в зависимости от его температуры.

Терморезистор был изобретён Самюэлем Рубеном в 1930 году.

Терморезисторы изготавливаются из материалов с высоким температурным коэффициентом сопротивления (ТКС), который обычно на порядки выше, чем ТКС металлов и металлических сплавов.

Резистивный элемент терморезистора изготавливают методом порошковой металлургии из оксидов, галогенидов, халькогенидов некоторых металлов, в различном конструктивном исполнении, например в виде стержней, трубок, дисков, шайб, бусинок, тонких пластинок, и размерами от 1—10 микрометров до нескольких сантиметров.

По типу зависимости сопротивления от температуры различают терморезисторы с отрицательным (термисторы или NTC-термисторы, от слов «Negative temperature coefficient») и положительным (позисторы или PTC-термисторы, от слов «Positive temperature coefficient») температурным коэффициентом сопротивления (или ТКС). Для

позисторов - с ростом температуры растёт их сопротивление; для термисторов — увеличении температуры приводит к падению их сопротивления.

Терморезисторы с отрицательным ТКС (термисторы) изготавливают из смеси поликристаллических оксидов переходных металлов (например, MnO, CoOx, NiO и CuO), полупроводников типа A^{III} B^V, стеклообразных, легированных полупроводников (Ge и Si), и других материалов.

Условно терморезисторы классифицируют как низкотемпературные (предназначенные для работы при температурах ниже 170 К), среднетемпературные (от 170 до 510 К) и высокотемпературные (выше 570 К). Выпускаются терморезисторы, предназначенные для работы при температурах от 900 до 1300 К.

Терморезисторы способны работать в различных климатических условиях и при значительных механических нагрузках. Однако, с течением времени, при жёстких условиях его эксплуатации, например, термоциклировании, происходит изменение его исходных термоэлектрических характеристик, таких как:

- номинального (при 25 °C) электрического сопротивления;
- температурного коэффициента сопротивления.

Также существуют комбинированные приборы, такие как терморезисторы с косвенным нагревом. В этих приборах в одном корпусе совмещены терморезистор с гальванически изолированным нагревательным элементом, задающего температуру терморезистора, и, соответственно, его сопротивление. Такие приборы могут использоваться в качестве переменного резистора, управляемого напряжением, приложенным к нагревательному элементу такого терморезистора.

Режим работы терморезисторов зависит от выбранной рабочей точки на вольт-амперной характеристики (или ВАХ) такого прибора. В свою очередь ВАХ зависит от приложенной к прибору температуры и конструктивных особенностей терморезистора.

Терморезисторы с рабочей точкой выставленной на линейном участке ВАХ используются для контроля за изменением температуры и компенсации параметров (электрическое напряжение или электрический ток) электрических цепей, возникших вследствие изменения температуры. Терморезисторы с рабочей точкой выставленной на нисходящем участке ВАХ (с «отрицательным сопротивлением») применяются в качестве пусковых реле, реле времени, в системах измерения и контроля мощности электромагнитного излучения на сверхвысоких частотах (или СВЧ), системах теплового контроля и пожарной сигнализации, в установках регулирования расхода жидкого и сыпучих сред.

Наиболее широко используются среднетемпературные терморезисторы (с температурным ТКС от $-2,4$ до $-8,4\text{ \%}/\text{K}$), работающие в широком диапазоне сопротивлений (от 1 до 10^6 Ом).

Так же существуют терморезисторы с небольшим положительным температурным коэффициентом сопротивления (от 0,5 до 0,7 $\text{ \%}/\text{K}$) выполненные на основе кремния, сопротивление которых изменяется по закону близкому к линейному. Такие терморезисторы находят применение в системах охлаждения и температурной стабилизации режимов работы транзисторов в различных радиоэлектронных системах.

Фоторезистор — полупроводниковый прибор, изменяющий величину своего сопротивления при облучении светом.

Для изготовления фоторезисторов используют полупроводниковые материалы с шириной запрещенной зоны, оптимальной для решаемой задачи. Так, для регистрации

видимого света используются фоторезисторы из селенида и сульфида кадмия, Se. Для регистрации инфракрасного излучения используются Ge (чистый или легированный примесями Au, Cu или Zn), Si, PbS, PbSe, PbTe, InSb, InAs, HgCdTe, часто охлаждаемые до низких температур. Полупроводник наносят в виде тонкого слоя на стеклянную или кварцевую подложку или вырезают в виде тонкой пластинки из монокристалла. Слой или пластинку полупроводника снабжают двумя электродами и помещают в защитный корпус.

Важнейшие параметры фоторезисторов:

- *интегральная чувствительность* — отношение изменения напряжения на единицу мощности падающего излучения (при номинальном значении напряжения питания);
- *порог чувствительности* — величина минимального сигнала, регистрируемого фоторезистором, отнесённая к единице полосы рабочих частот.

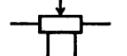
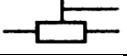
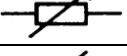
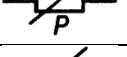
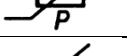
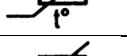
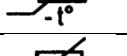
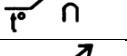
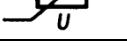
Тензорезистор (от лат. *tensus* — напряжённый и лат. *resisto* — сопротивляюсь) — резистор, сопротивление которого изменяется в зависимости от его деформации. Тензорезисторы используются в тензометрии. С помощью тензорезисторов можно измерять деформации механически связанных с ними элементов. Тензорезистор является основной составной частью тензодатчиков, применяющихся для косвенного измерения силы, давления, веса, механических напряжений, крутящих моментов и пр.

Магнетосопротивление (магниторезистивный эффект) - изменение электрического сопротивления материала в магнитном поле. Впервые эффект был обнаружен в 1856 Уильямом Томсоном. В общем случае можно говорить о любом изменении тока через образец при том же приложенном напряжении и изменении магнитного поля. Все вещества в той или иной мере обладают магнетосопротивлением. Для сверхпроводников, способных без сопротивления проводить электрический ток, существует критическое магнитное поле, которое разрушает этот эффект и вещество переходит в нормальное состояние, в котором наблюдается сопротивление. В нормальных металлах эффект магнетосопротивления выражен слабее. В полупроводниках относительное изменение сопротивления может быть в 100—10 000 раз больше, чем в металлах, и может достигать сотен тысяч процентов.

Магнетосопротивление вещества зависит и от ориентации образца относительно магнитного поля. Это связано с тем, что магнитное поле не изменяет проекцию скорости частиц на направление магнитного поля, но благодаря силе Лоренца закручивает траектории в плоскости, перпендикулярной магнитному полю. Это объясняет, почему поперечное поле действует сильнее продольного.

Условные графические обозначения резисторов

	Резистор постоянного сопротивления с одним симметричным выводом
	Резистор постоянного сопротивления с одним несимметричным выводом
	Шунт измерительный
	Резистор переменного сопротивления
	Резистор переменного сопротивления при реостатном включении

	Резистор переменного сопротивления при реостатном включении с нелинейным регулированием
	Резистор переменного сопротивления с дополнительными выводами
	Резистор подстроечный
	Резистор подстроечный в реостатном включении
	Тензорезистор линейный
	Тензорезистор нелинейный
	Терморезистор прямого подогрева с положительным температурным коэффициентом
	Терморезистор прямого подогрева с отрицательным температурным коэффициентом
	Терморезистор косвенного подогрева
	Варистор

Классификация современных полупроводниковых диодов (ПД) по их назначению, физическим свойствам, основным электрическим параметрам, конструктивно-технологическим признакам, исходному полупроводниковому материалу находит отражение в системе условных обозначений диодов в соответствии с ГОСТ 20859.1-89.

Первый элемент (цифра или буква) обозначает исходный полупроводниковый материал, второй (буква) – подкласс приборов, третий (цифра) – основные функциональные возможности прибора, четвертый – число, обозначающее порядковый номер разработки, пятый элемент – буква, условно определяющая классификацию (разбраковку по параметрам) приборов, изготовленных по единой технологии.

Для обозначения *исходного полупроводникового материала* используются следующие символы:

Г, или 1 – германий или его соединения;

К, или 2 – кремний или его соединения;

А, или 3 – соединения галлия;

И, или 4 – соединения индия.

Для обозначения *подклассов диодов* используется одна из следующих букв:

Д – диоды выпрямительные и импульсные;

Ц – выпрямительные столбы и блоки;

В – варикалы;

И – туннельные диоды;

А – сверхвысокочастотные диоды;

С – стабилитроны;

Г – генераторы шума;

Л – излучающие оптоэлектронные приборы;

О – оптопары.

Для обозначения наиболее характерных эксплуатационных признаков приборов (их функциональных возможностей) используются следующие цифры.

Диоды (подкласс Д):

1 – выпрямительные диоды с постоянным или средним значением прямого тока не более 0,3 A;

2 – выпрямительные диоды с постоянным или средним значением прямого тока более 0,3 A, но не выше 10 A;

- 4 – импульсные диоды с временем восстановления обратного сопротивления более 500 нс;
- 5 – импульсные диоды с временем восстановления более 150 нс, но не выше 500 нс;
- 6 – импульсные диоды с временем восстановления 30…150 нс;
- 7 – импульсные диоды с временем восстановления 5…30 нс;
- 8 – импульсные диоды с временем восстановления 1…5 нс;
- 9 – импульсные диоды с эффективным временем жизни неосновных носителей заряда менее 1 нс.

Выпрямительные столбы и блоки (подкласс II):

- 1 – столбы с постоянным или средним значением прямого тока не более 0,3 А;
- 2 – столбы с постоянным или средним значением прямого тока 0,3…10 А;
- 3 – блоки с постоянным или средним значением прямого тока 0,3 А;
- 4 – блоки с постоянным или средним значением прямого тока 0,3…10 А.

Варикапы (подкласс В):

- 1 – подстроечные варикапы;
- 2 – умножительные варикапы;

Туннельные диоды (подкласс И):

- 1 – усилительные туннельные диоды;
- 2 – генераторные туннельные диоды;
- 3 – переключательные туннельные диоды;
- 4 – обращенные диоды.

Сверхвысокочастотные диоды (подкласс А):

- 1 – смесительные диоды;
- 2 – детекторные диоды;
- 3 – усилительные диоды;
- 4 – параметрические диоды;
- 5 – переключательные и ограничительные диоды;
- 6 – умножительные и надстроечные диоды;
- 7 – генераторные диоды;
- 8 – импульсные диоды.

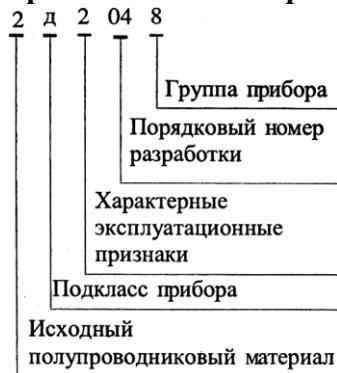
Стабилитроны (подкласс С):

- 1 – стабилитроны мощностью не более 0,3 Вт с номинальным напряжением стабилизации менее 10 В;
- 2 – стабилитроны мощностью не более 0,3 Вт с номинальным напряжением стабилизации 10…100 В;
- 3 – стабилитроны мощностью не более 0,3 Вт с номинальным напряжением стабилизации более 100 В;
- 4 – стабилитроны мощностью не более 0,3…5 Вт с номинальным напряжением стабилизации менее 10 В;
- 5 – стабилитроны мощностью 0,3…5 Вт с номинальным напряжением стабилизации 10…100 В;
- 6 – стабилитроны мощностью 0,3…5 Вт с номинальным напряжением стабилизации более 100 В;
- 7 – стабилитроны мощностью 5…10 Вт с номинальным напряжением стабилизации менее 10 В;
- 8 – стабилитроны мощностью 5…10 Вт с номинальным напряжением стабилизации 10…100 В;
- 9 – стабилитроны мощностью 5…10 Вт с номинальным напряжением стабилизации более 100 В.

Генераторы шума (подкласс Г):

- 1 – низкочастотные генераторы шума;
 2 – высокочастотные генераторы шума.

Примеры обозначения приборов:



2Д204В – кремниевый выпрямительный диод с постоянным и средним значением тока $0,3\dots10\text{ A}$, номер разработки 04, группа В.

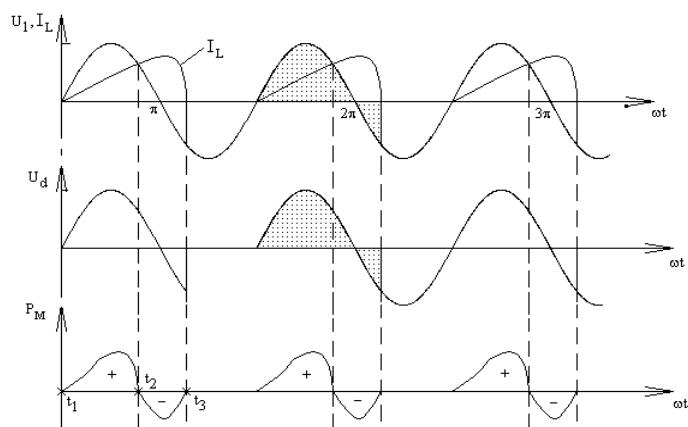
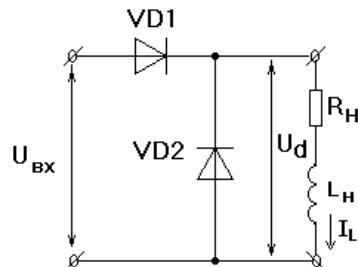
КС620А – кремниевый стабилитрон мощностью $0,5\dots5\text{ Bm}$, с номинальным напряжением стабилизации более 100 V , номер разработки 20, группа А.

ЗИ309Ж – арсенидогаллиевый переключательный туннельный диод, номер разработки 09, группа Ж.

3.2 Источники вторичного электропитания

Работа выпрямителей на активную, активно-емкостную и активно-индуктивную нагрузки. Трехфазные выпрямители.

Рассмотрим на примере однополупериодной схемы выпрямления:



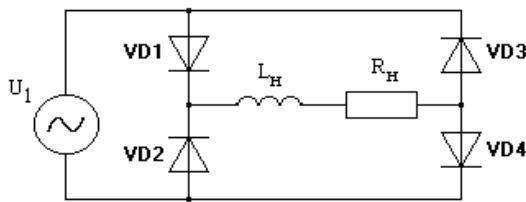
На рисунке изображены графические зависимости для токов, напряжений и мгновенной мощности с целью пояснения процессов, протекающих в схеме выпрямления.

На интервале $[t_1; t_2]$ положительный потенциал фазы U_1 проводит диод VD1, при этом в дросселе L_h накапливается реактивная энергия $\frac{L_h I_L^2}{2}$.

На интервале $[t_2; t_3]$ VD1 остается открытим из-за положительного тока дросселя и энергия дросселя отдаётся в источник U_1 (такой режим называется инверторным). Происходит затягивание тока вентиля. Задержка на выключение VD1 уменьшает уровень выпрямляемого напряжения, увеличивая его пульсации.

Для исключения влияния индуктивности нагрузки на форму выпрямленного напряжения параллельно к нагрузке включается обратный диод VD2, который обеспечивает сброс реактивной энергии дросселя в нагрузку и тем самым исключает отрицательный выброс выпрямленного напряжения.

В двухполупериодной однофазной схеме роль обратного диода играет один из диодов выпрямителя, который включается первым.

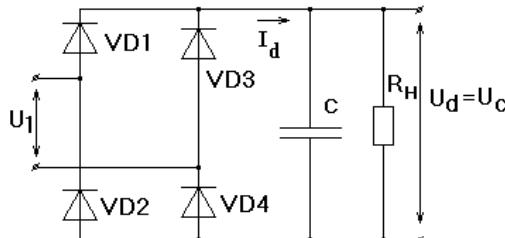


При положительной полуволне напряжения U_1 ток протекает по контуру: “+” $U_1 \rightarrow VD1 \rightarrow L_h \rightarrow R_h \rightarrow VD4 \rightarrow -$ “ U_1 ”.

Предположим, что при прохождении напряжения U_1 через ноль в момент смены полярности, первым включился диод VD2. Тогда сброс реактивной энергии будет осуществляться через VD4 и включенный VD2. В выпрямленном напряжении не будет присутствовать отрицательного выброс напряжения.

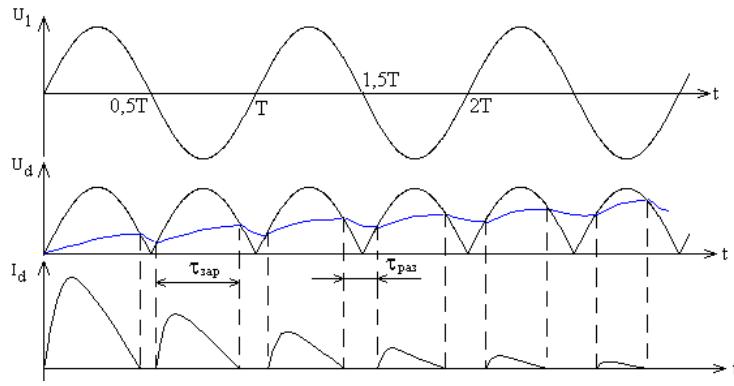
Активно-емкостная нагрузка.

Рассмотрим влияние активно-емкостной нагрузки на примере работы однофазного мостового выпрямителя.



На рисунке представлены графические зависимости токов и напряжений, поясняющие переходные процессы в схеме в момент подключения выпрямителя к источнику U_1 .

На интервале $\tau_{\text{зап}}$ $U_1 > U_C$ и при этом происходит заряд емкости С сглаживающего фильтра через внутреннее сопротивление выпрямительного звена. При этом появляется большой импульсный ток, значения которого в 20...40 раз выше установленного значения средневыпрямленного тока вентиля. Особенно это выражено в источниках питания с бестрансформаторным входом. Для ограничения этого тока вводят резисторы, терморезисторы или резисторы шунтированные управляемыми ключами, выполненные на симисторах, тиристорах или динисторах. Ключи позволяют с учетом времени установления переходного процесса производить ограничение тока только в момент пуска источника питания, следовательно, повышаются КПД и надежность выпрямителя.



На интервале $\tau_{\text{паз}}$, когда напряжение на емкости уравнивается с напряжением источника, конденсатор разряжается на нагрузку. С увеличением тока нагрузки увеличивается уровень пульсации выпрямленного напряжения из-за уменьшения постоянной цепи разряда $\tau_{\text{раз}} = R_H C$. При этом ухудшаются сглаживающие действия фильтра.

Для получения схемы *трехфазного однополупериодного выпрямителя* необходимо использовать входной источник со схемой соединения «звезда» и три однополупериодных выпрямителя.

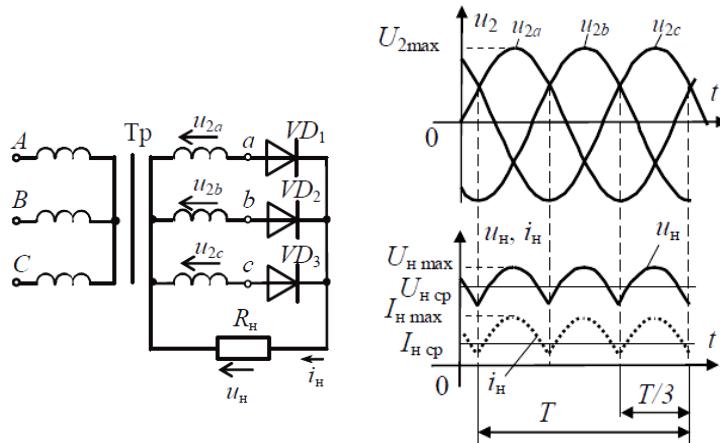


Схема трехфазного однополупериодного (с нулевой точкой) и временные диаграммы, поясняющие его работу

Анализ временных диаграмм показывает, что в этом случае в течение одного периода изменения входного напряжения последовательно проводят три диода (по $T/3$ каждый). Следовательно, к данной схеме выпрямителя применимы полученные ранее выражения. В соответствии с этим

$$U_{\text{h,cp}} = \frac{3\sqrt{3}U_{m,\phi}}{2\pi} \approx 0,827U_{m,\phi}$$

$U_{m,\phi}$ - амплитуда фазного напряжения.

Коэффициент пульсаций

$$\varepsilon = \frac{U_{m,3}}{U_{\text{h, cp}}} = 0,25$$

Максимальное обратное напряжение на каждом диоде равно амплитуде линейного напряжения, т.е.

$$U_{VD\text{ обр}} = U_{m\text{л}} = \sqrt{3}U_\phi$$

Средний ток через диод равен

$$I_{VD\text{ср}} = \frac{I_{\text{нср}}}{3}$$

К недостаткам этой схемы можно отнести:

- Высокий уровень обратного напряжения (среднее напряжение – фазное, обратное – линейное), что не позволяет использовать данную схему при повышенных уровнях напряжения.
- Ток во вторичной цепи трансформатора протекает в течение одной третьей части периода и имеет одностороннее направление, что увеличивает габаритные размеры трансформатора. Для исключения подмагничивания сердечника необходимо делать запас по намагниченности (уменьшать значение B_m), что приводит к дополнительному увеличению габаритов трансформатора. Иногда в сердечник трансформатора вводят воздушный зазор.
- Более низкие качественные показатели (K_p , K_0) по сравнению с двухполупериодной схемой выпрямления.
- Индуктивность рассеяния трансформатора влияет на форму выпрямленного напряжения, что является ограничением по мощности. При этом снижается уровень выпрямленного напряжения и возрастают пульсации.
- С точки зрения монтажа схемы – исключена возможность соединения вторичной цепи треугольником из - за нулевого вывода.

Достоинствами схемы выпрямления являются:

- более высокие токи нагрузки по сравнению с двухтактной схемой (малые потери из-за того, что в работе участвует один вентиль в любой момент времени).
- с точки зрения монтажа – существует возможность размещения полупроводников на одном радиаторе.

Трехфазный двухполупериодный выпрямитель (схема Ларионова) инвариантен к схеме соединения трехфазного источника входного напряжения («звезда» или «треугольник») и требует для построения шести полупроводниковых диодов. Схема такого выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу приведены на рис. 3.5.

В схеме Ларионова имеется возможность использовать обе полуволны питающего трехфазного напряжения для обеспечения тока в нагрузке. Поэтому выпрямленное напряжение u_h отличается более высоким качеством, а продолжительность проводящих интервалов для последовательно соединенных диодных пар (VD_1 и VD_4 ; VD_3 и VD_6 ; VD_2 и VD_5) составляет $T/6$.

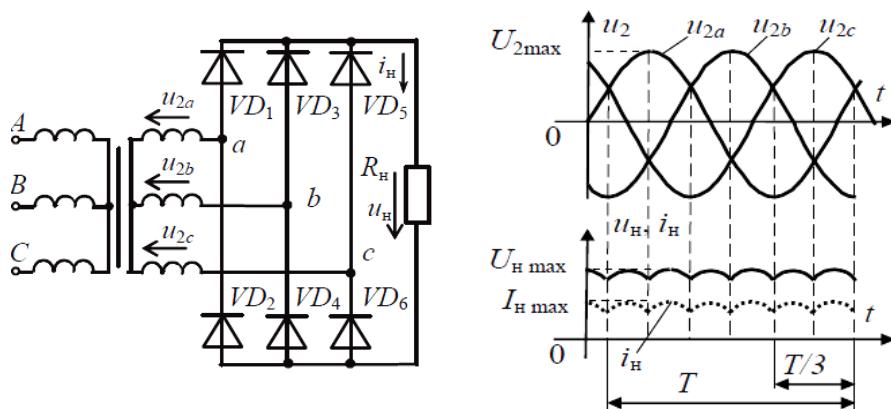


Схема трехфазного двухполупериодного выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу

Основные параметры

$$U_{h\phi} = \frac{3\sqrt{3}U_{m\phi}}{\pi} \approx 0,955U_{m\phi}$$

$$U_{VD\ обр} = U_{m\lambda}$$

$$\varepsilon = \frac{U_{m6}}{U_{h\phi}} = 0,057$$

К недостаткам схемы можно отнести:

- Большое падение напряжения на внутреннем сопротивлении выпрямителя за счет работы двух вентилей, что не позволяет использовать схему при высоких значениях тока нагрузки.

- Наличие двух радиаторов для анодной и катодной групп.

Достоинствами схемы выпрямления являются:

- Высокое значение коэффициента выпрямления и малый уровень обратного напряжения, что позволяет использовать схему при высоких уровнях напряжения.
- Малое значение коэффициента пульсаций по сравнению со схемой с нулевым выводом, что уменьшает габариты сглаживающего фильтра.
- Отсутствие одностороннего намагничивания сердечника трансформатора (ток во вторичной цепи трансформатора – двухполярный).
- Хорошее использование трансформатора (ток во вторичной цепи трансформатора протекает 2/3 периода), что увеличивает КПД устройства.

Данная схема обладает высоким коэффициентом использования мощности трансформатора, малым значением обратного напряжения на диоде, повышенной частотой пульсаций выпрямленного напряжения. Эта схема применяется в широком диапазоне выходных мощностей и выпрямленных напряжений. Соединение вторичной обмотки трансформатора звездой позволяет избежать появления уравнительных токов при асимметрии фазных напряжений.

3.3 Усилители электрических сигналов

Усилительные каскады на полевых транзисторах. Режимы работы усилительных каскадов. Однотактные и двухтактные каскады.

Для полевого транзистора, как и для биполярного, выделяют три схемы включения. Для полевого транзистора это схемы с общим затвором (ОЗ), общим истоком (ОИ) и общим стоком (ОС). Наиболее часто используют схемы с общим истоком (рис. 1).

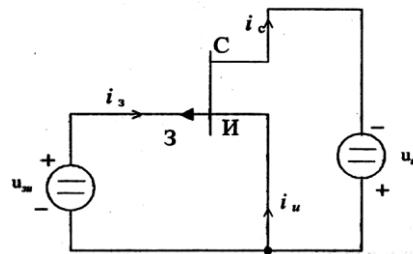


Рис. 1. Схема включения полевого транзистора с общим истоком (ОИ)

Так как в рабочем режиме $i_3 \approx 0$, а $i_u \approx i_c$, входными характеристиками обычно не пользуются. Например, для транзистора КП103Л для тока утечки затвора $I_{3,ym}$ при $t < 85^\circ\text{C}$ выполняется условие $I_{3,ym} \leq 2\text{ мА}$.

Выходные (стоковые) характеристики. Выходной характеристикой называют зависимость вида

$$i_c = f \left|_{u_{3u}=\text{const}} \right.,$$

где f – некоторая функция.

Полевой транзистор характеризуется следующими предельными параметрами (смысл которых понятен из обозначений): $U_{uc,\text{макс}}$, $U_{3c,\text{макс}}$, $P_{\text{макс}}$.

Для транзистора КП103Л $U_{uc,\text{макс}}=10\text{ В}$, $U_{3c,\text{макс}}=15\text{ В}$, $P_{\text{макс}}=120\text{ мВт}$ (все при $t=85^\circ\text{C}$).

Стокозатворные характеристики (характеристики передачи, передаточные, переходные, проходные характеристики). Стокозатворной характеристикой называют зависимость вида

$$i_c = f \left|_{u_{uc}=\text{const}} \right.,$$

где f – некоторая функция.

Такие характеристики не дают принципиально новой информации по сравнению с выходными, но иногда более удобны для использования. Для некоторых транзисторов задается максимальное (по модулю) допустимое отрицательное напряжение u_{3u} , например, для транзистора 2П103Д это напряжение не должно быть по модулю больше чем 0,5 В.

Параметры, характеризующие свойства транзистора усиливать напряжение.

Крутизна стокозатворной характеристики S (крутизна характеристики полевого транзистора):

$$S = \left| \frac{di_c}{du_{3u}} \right| \Bigg|_{\substack{u_{3u} - \text{заданное} \\ u_{uc} = \text{const}}} .$$

Обычно задается $u_{3u}=0$. При этом для транзисторов рассматривается крутизна максимальная. Для КП103Л $S=1,8 \dots 3,8\text{ мА/В}$ при $u_{uc}=0$, $t=20^\circ\text{C}$.

Внутреннее дифференциальное сопротивление $R_{uc,\text{диф}}$ (внутреннее сопротивление) определяется выражением:

$$R_{uc,\text{диф}} = \left| \frac{du_{uc}}{di_c} \right| \Bigg|_{\substack{u_{uc} - \text{заданное} \\ u_{3u} = \text{const}}} .$$

Для КП103Л $R_{uc,\text{диф}} \approx 25\text{ кОм}$ при $u_{uc}=10\text{ В}$, $u_{3u}=0$.

Коэффициент усиления

$$M = \left| \frac{du_{uc}}{du_{3u}} \right| \Bigg|_{\substack{u_{3u} - \text{заданное} \\ i_c = \text{const}}} .$$

Можно отметить, что

$$M = S \cdot R_{uc,\text{диф}} .$$

Для КП103Л при $S=2 \text{ mA/B}$ и $R_{uc.\text{диф}}=25 \text{ кОм}$ $M=2 (\text{mA/B}) \cdot 25 \text{ кОм}=50$.

Принципы управления параметрами электронного активного элемента, заложенные в полевых транзисторах, могут быть реализованы в более сложных электронных устройствах. К таким устройствам можно отнести **ячейку памяти на основе полевого транзистора с изолированным затвором (флэш-память)**. Устройства флэш-памяти являются современными быстродействующими программируемыми постоянными запоминающими устройствами (ППЗУ) с электрической записью и электрическим стиранием информации (ЭСП-ПЗУ). Эти устройства являются энергонезависимыми, так как информация не стирается при отключении питания, выдерживают не менее 100 000 циклов записи/стирания.

Одной из разновидностей приборов, реализующих принципы полевых транзисторов, являются **полупроводниковые приборы с зарядовой связью (ПЗС)**. Приборы с зарядовой связью используются:

- в запоминающих устройствах ЭВМ;
- в устройствах преобразования световых (оптических) сигналов в электрические.

Режим А — такой режим работы усилительного элемента (транзистора или лампы), в котором при любых допустимых мгновенных значениях входного сигнала (напряжения или тока) ток, протекающий через усилительный элемент, *не прерывается*. Усилительный элемент не входит в режим отсечки, не отключается от нагрузки, поэтому форма тока через нагрузку более или менее точно повторяет входной сигнал. В частном случае усилителя гармонических колебаний режим А — такой режим, в котором ток через усилительный элемент протекает в течение всего периода, то есть угол проводимости $2\Theta_c$ равен 360° .

Более жёсткие определения оговаривают не только недопустимость отсечки, но и недопустимость насыщения (ограничения максимального тока) усилительного элемента. По определению М. А. Бонч-Бруевича, «режим А характеризуется тем, что при действии сигнала рабочая точка не выходит за пределы практически прямолинейного участка динамической характеристики лампы. При этом нелинейные искажения минимальны, но коэффициент полезного действия (КПД) каскада оказывается низким» из-за необходимости пропускать через усилительный элемент значительный ток покоя. В транзисторной радиотехнике каскад, отвечающий процитированному определению, называют недонапряжённым, а каскад, в котором на пике сигнала наблюдается насыщение или ограничение тока — перенапряжённым («напряжённость» в этом контексте есть относительная мера амплитуды входного сигнала). Режим работы на границе недонапряжённого и перенапряжённого состояний называется критическим.

Ток покоя усилительного элемента в режиме А должен, как минимум, превышать пиковый ток, отдаваемый каскадом в нагрузку. Теоретический КПД такого каскада при неискажённом воспроизведении сигналов максимально допустимой амплитуды равен 50 %; на практике он существенно ниже. В однотактных транзисторных усилителях мощности КПД обычно равен 20 %, то есть на 1 Вт максимальной выходной мощности выходные транзисторы должны рассеивать 4 Вт тепла. Из-за сложностей с отведением тепла транзисторные УМЗЧ класса А, в отличие от их ламповых аналогов, распространения не получили. В маломощных широкополосных однотактных каскадах режим А, напротив, является единственным возможным решением. Всем иным режимам (АВ, В и С) в однотактном включении свойственны недопустимо высокие нелинейные искажения. В узкополосных радиочастотных усилителях гармоники, порождаемые отсечкой усилительного элемента, могут быть эффективно отфильтрованы, но в широкополосных усилителях (УЗЧ, видеоусилители, измерительные усилители) и усилителях постоянного тока этой возможности нет.

В режиме В усилительный элемент способен воспроизводить либо только положительные (лампы, прп-транзисторы), либо только отрицательные (рп-транзисторы)

входные сигналы. При усилении гармонических сигналов угол проводимости равен 180° или незначительно превосходит эту величину. Режим АВ является промежуточным между режимами А и В. Ток покоя усили

периода: одна полуволна входного сигнала (положительная или отрицательная) воспроизводится без искажений, вторая сильно искажается. Угол проводимости $2\Theta_c$ такого каскада существенно больше 180° , но меньше 360° .

Предельный КПД идеального каскада в режиме В на синусоидальном сигнале равен 78,5 %, реального транзисторного каскада — примерно 72 %. Эти показатели достигаются только тогда, когда выходная мощность P равна максимально возможной мощности для данного сопротивления нагрузки $P_{\max}(R_h)$. С уменьшением выходной мощности КПД падает, а абсолютные потери энергии в усилителе возрастают. При выходной мощности, равной $1/3 P_{\max}(R_h)$, потери реального транзисторного каскада достигают абсолютного максимума в 46 % от $P_{\max}(R_h)$, а КПД каскада уменьшается до 40 %. С дальнейшим уменьшением выходной мощности абсолютные потери энергии уменьшаются, но КПД продолжает снижаться.

В режиме С, также как и в режиме В, усилительный элемент воспроизводит только положительные, либо только отрицательные входные сигналы. Однако рабочая точка усилительного элемента выбрана так, что при нулевом напряжении на входе (или при нулевом управляющем токе) усилительный элемент заперт. Ток через усилительный элемент возникает только после перехода управляющего сигнала через ноль; если этот сигнал гармонический, то усилитель воспроизводит одну *искажённую* полуволну (угол проводимости меньше 180°). В недонапряженном режиме С амплитуда входного сигнала невелика, поэтому усилитель способен воспроизвести вершину этой полуволны. В перенапряжённом режиме С амплитуда входного сигнала столь велика, что усилитель искажает (резает) и вершину полуволны: такой каскад преобразует синусоидальный входной сигнал в *импульсы тока* трапециевидной формы. Предельный теоретический КПД недонапряженного усилителя в режиме С, так же как и в режиме В, равен 78,5 %, перенапряжённого — 100 %. Из-за высоких нелинейных искажений усилители в режиме С, даже двухтактные, непригодны для воспроизведения широкополосных сигналов (звука, видеосигналов, постоянного тока). В резонансных усилителях радиопередатчиков они, напротив, широко применяются благодаря их высокому КПД.

Однотактные каскады УМ дают возможность получить полезную выходную мощность в подключенной нагрузке от долей ватта до 2 - 3 Вт.

Типовая схема такого каскада УМ с выходным трансформатором приведена на рис. 1, а. Ввиду того, что первичная обмотка выходного трансформатора имеет небольшое омическое сопротивление постоянному току I_{k0} , в режиме покоя при $U_{bx} = 0$ почти все напряжение источника питания E_k приложено к коллектору транзистора и равно

$$E_k = U_{k0} + I_{k0} * R_3 + I_{k0} * r_{1 \text{ трансф}} \approx (1.1 - 1.25) * U_{k0}.$$

Поэтому нагрузочная линия по постоянному току проходит через рабочую точку под углом, значительно большим, чем нагрузочная линия для переменного тока, соответствующая динамическому режиму работы каскада (рис. 1.9.1, в). Наличие входного сигнала $U_{bx} = U_{mbx} * \sin wt$ и базового тока $i_b = I_{b0} + I_{mb} * \sin wt$ вызывает в выходной цепи каскада пульсирующий ток коллектора $i_k = I_{k0} + I_{mk} * \sin wt$ и пульсирующее напряжение на коллекторе $u_k = U_{k0} + U_{mk} * \sin(wt - p)$, отстающее по фазе на 180° от фазы входного напряжения в схеме с ОЭ.

нагрузки $i_n = I_{mn} * \sin wt$, выделяя в нагрузке необходимую полезную мощность усиленного сигнала

$$P_{\text{вых}} = 0,5 * I_{mk} * U_{mk} = 0,5 * I_{mk}^2 * R_{ekv \text{ к-да}} = 0,5 * I_{mn}^2 * R_h.$$

Коэффициент полезного действия транзисторного каскада УМ

$$h = (P_{\text{вых}} / P_0) * 100\% < 45\%, \text{ где } P_0 = I_{k0} * E_k.$$

Коэффициент усиления по мощности каскада УМ
 $K_p = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}$.

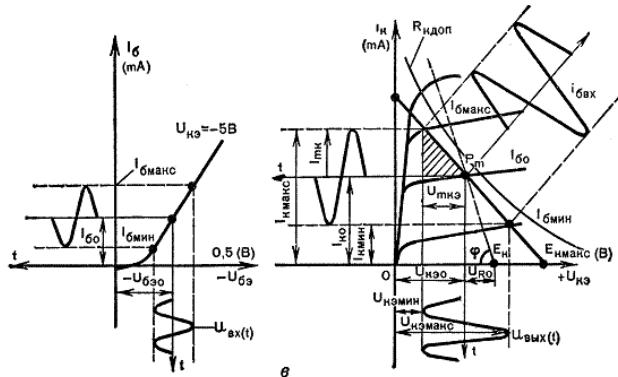
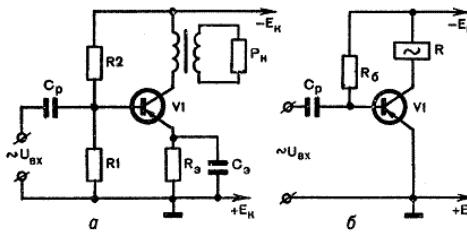


Рис 1. Схема транзисторного однотактного каскада УМ с ОЭ:
 а - с выходным трансформатором; б - с обмоткой э/м реле в коллекторной цепи;
 в - графический анализ работы этого каскада УМ в режиме класса А

При этом индукируемая ЭДС во вторичной обмотке трансформатора создает ток С с учетом КПД трансформатора выходная мощность каскада УМ в режиме класса А ограничивается величиной

$$P_{\text{вых}} = P_{\text{доп трапз}} * h_{\text{трасф}} \\ P_{\text{доп трапз}} = P_{\text{вых}} / h_{\text{транз}}$$

Двухтактные каскады УМ, которые могут работать в режимах классов А, АВ, В, дают возможность получать полезную выходную мощность в нагрузке в два и в несколько раз больше, чем однотактные каскады УМ. При этом уменьшаются нелинейные искажения, а также влияние внешних помех, снижается фон переменного тока источника питания и т. п.

В этих каскадах УМ постоянные составляющие, а также четные гармоники коллекторных токов обоих транзисторов протекают по одинаковым полуобмоткам первичной обмотки трансформатора навстречу друг другу и, взаимно компенсируясь, не намагничивают сердечник. Это позволяет уменьшить габариты, массу и стоимость трансформатора.

Суммарный ток обоих транзисторов, равный току источника питания, не содержит первой гармоники, что устраняет паразитную обратную связь через цепь источника питания.

При работе в более экономичных режимах классов АВ1 или В значительно повышается КПД двухтактного каскада УМ. При этом транзисторы могут включаться по схемам с ОЭ, ОБ или ОК.

Наибольший коэффициент усиления по мощности получается при включении транзисторов по схеме с ОЭ, что требует меньшей мощности входного сигнала, отбираемого от каскада предварительного усиления, который может собираться или с переходным трансформатором, имеющим вторичную обмотку со средней точкой, или по схеме с разделенной нагрузкой, обеспечивающей фазоинвертирование сигнала,

подаваемого на базы выходных транзисторов, без переходного фазоинвертирующего трансформатора.

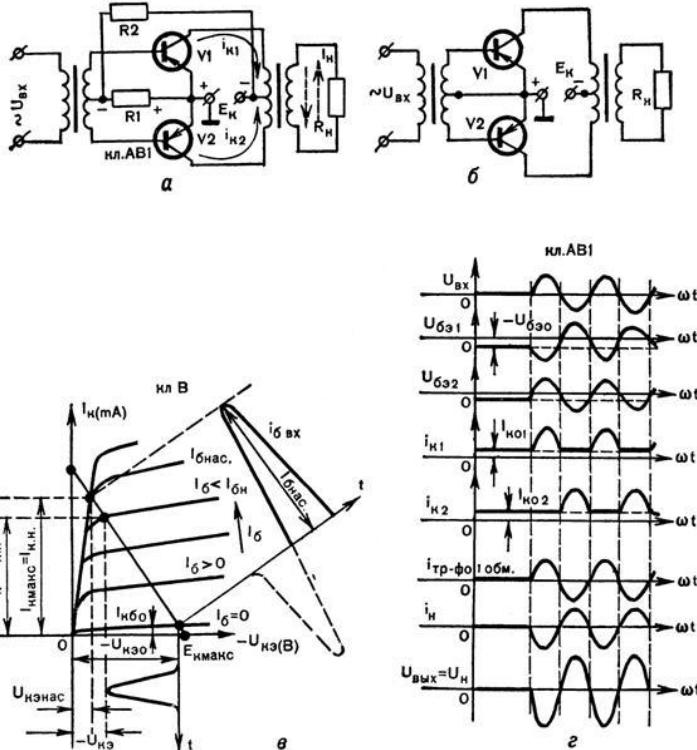


Рис. 2. Схема транзисторного двухтактного каскада УМ с ОЭ, с автоматическим смещением в классе АВ1 (а); то же, но без автоматического смещения в классе В (б); график работы одного плеча этого каскада УМ в классе В (в); диаграммы напряжений и токов в цепях такого каскада в классе АВ1 (г)

При включении транзисторов по схеме с ОБ получается небольшой коэффициент усиления по мощности и требуется большей величины ток на выходе каскада предварительного усиления, так как выходным током мощных транзисторов в схеме каскада УМ с ОБ служат их эмиттерные токи. Входные сопротивления транзисторов в схеме с ОБ имеют малую величину, поэтому выходной двухтактный каскад УМ подключается к каскаду предварительного усиления при помощи переходного фазоинвертирующего трансформатора.

На рис. 2, а приведена типовая схема с ОЭ двухтактного каскада УМ, которая может работать в режимах классов А или АВ. При работе в режиме класса В резисторы \$R_1\$ и \$R_2\$ не включаются, так как в этом режиме \$U_{бэ0} = 0\$, то есть транзисторы работают без напряжения смещения (рис. 2, б, в). Графическое пояснение принципа работы двухтактного каскада УМ в режиме класса АВ1 показано на рис. 2, г.

Расчет двухтактной схемы УМ проводится графоаналитическим методом только для одного плеча, аналогично расчету однотактного каскада УМ. При этом необходимо расчетную величину полезной мощности \$P_{\text{вых}}\$, для каждого плеча взять равной половине заданной полезной мощности, выделяемой в нагрузке \$R_H\$, то есть

$$P_{\text{вых}} = P_H / 2 = I_{mк} U_{mк} / 4$$

С учетом коэффициента трансформации и КПД трансформатора \$h_{tp}\$ полезная выходная мощность каждого плеча будет определяться выражением:

$$P_{\text{вых}} \times h_{tp} = P_H / 2 = I_{mк} U_{mк} / (2 \times 2) = I_{mк}^2 R_{\text{экв}} / 4,$$

$$\text{где } R_{\text{экв}} = n^2 R_H, n = W_1 / 2W_2;$$

\$W_1 / 2\$ - число витков полуобмотки первичной обмотки трансформатора;

\$R_{\text{экв}}\$ - приведенное сопротивление нагрузки к одной первичной полуобмотке выходного трансформатора; величину напряжения источника питания в режиме классов АВ1 или В выбирают из расчета

$$E_k \gg 0.6 * U_{m\text{ вых}} \gg (1.1 - 1.25)U_{k\text{э}0}.$$

В таких двухтактных схемах УМ можно получить полезную выходную мощность в нагрузке $P_{\text{вых}} \gg 3P_{\text{k max}}$ доп при заданной рабочей температуре. Коэффициент полезного действия такого каскада УМ в режиме класса В достигает $h_0 = P_{\text{вых}} * 100\% / P_0 \gg 45 - 60\%$.

3.4 Аналоговые интегральные микросхемы. Операционные усилители

Функциональные преобразователи на основе операционных усилителей. Генераторы на основе операционных усилителей.

Мультивибратор — релаксационный генератор электрических колебаний прямоугольного типа с крутыми фронтами. Термин предложен голландским физиком ван дер Полем, так как в спектре мультивибратора присутствует множество гармоник — в отличие от генератора синусоидальных колебаний («моновибратора»).

Мультивибратор является одним из самых распространённых генераторов импульсов прямоугольной формы, представляющий собой двухкаскадный резистивный усилитель с глубокой положительной обратной связью. В электронной технике используются самые различные варианты схем мультивибраторов, которые различаются между собой по типу используемых элементов (ламповые, транзисторные, тиристорные, микроэлектронные и так далее), режиму работы (автоколебательный, ждущий синхронизации), видам связи между усилительными элементами, способам регулировки длительности и частоты генерируемых импульсов и так далее.

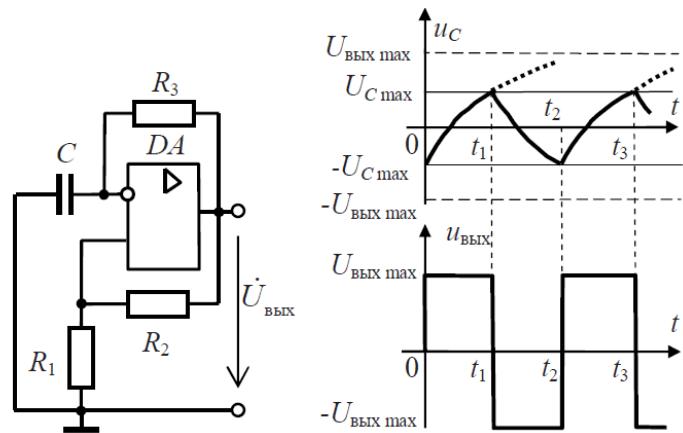


Рис. 1. Мультивибратор симметричных колебаний и его временные диаграммы

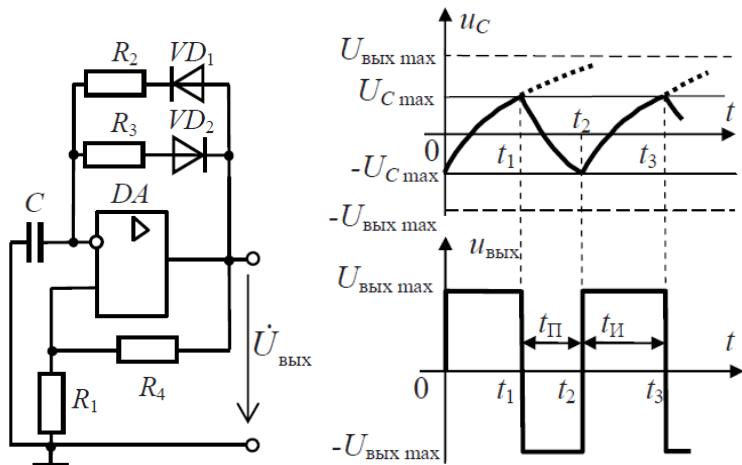


Рис. 2. Мультивибратор несимметричных колебаний и его временные диаграммы

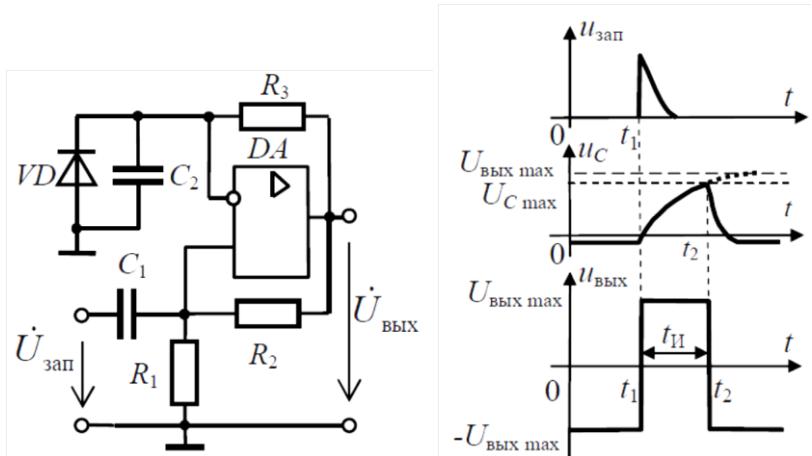


Рис. 3. Мультивибратор в ждущем режиме

Мост Вина представляет собой двойной делитель напряжения, первый из которых является частотно-зависимой цепью. Этот делитель ослабляет напряжение тем больше, чем заметнее текущая частота отличается от его собственной, квазирезонансной частоты $f_o=1/2\pi CR$.

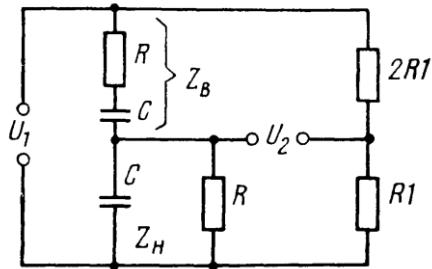


Рис. 4. Схема моста Вина

Двойной Т-образный мост (2Т-мост) содержит по три резистора и конденсатора. В отличие от моста Вина, он имеет общую точку у выхода, что расширяет возможности применения. Но вместе с тем он менее удобен при перестройке частоты f_o , так как требует изменения либо сопротивления трех резисторов R , R и $R/2$, либо емкостей трех конденсаторов C , C и $2C$.

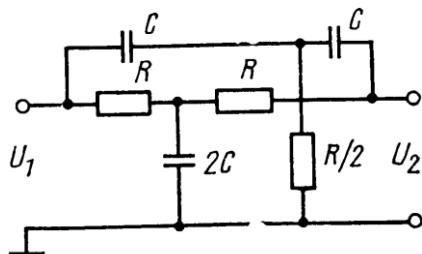


Рис. 5. Схема моста типа 2Т

Генератор гармонических (синусоидальных) колебаний фиксированных частот в пределах от нескольких герц до десятков и выше килогерц несложно выполнить на операционном усилителе. В общем случае генератором называется автоколебательная структура, в которой энергия источников питания преобразуется в энергию электрических автоколебаний. Основной цепью одного из видов подобного генератора является 2Т-мост на RC-элементах с квазирезонансной частотой $f_o=1/2\pi CR$. Этот мост находится в цепи ОС; процесс генерирования обеспечивает положительная ОС, цепь которой состоит из делителя напряжения $R_1 R_2 R_3$. Подстроечный резистор R предназначен для плавной

регулировки амплитуды выходного напряжения. Практически для возникновения собственных колебаний достаточно выбрать $R_2+R_3=(10\dots 20)R_{2H}$ и $R_1=(0,05\dots 0,1)(R_2+R_3)$. Стабилитроны VD1, VD2 ограничивают размах генерируемых колебаний и способствуют приближению их формы к синусоидальной.

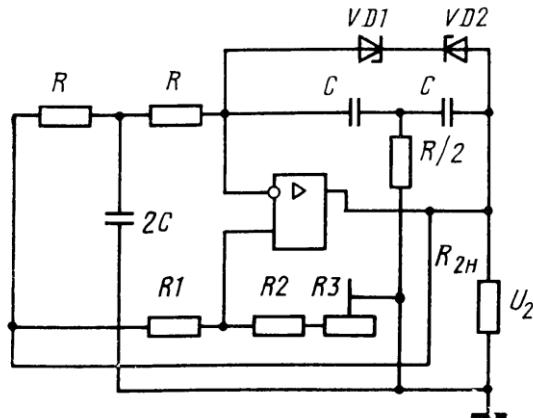


Рис. 1. Схема генератора синусоидальных колебаний

Генератор прямоугольных импульсов можно получить с помощью стабилитронов VD1, VD2. Цепь положительной ОС у генератора состоит из делителя напряжения R3R4. Частотно-зависимая ОС обеспечивается элементами C1R2. Для ограничения тока, потребляемого стабилитронами, включен резистор R5. Резисторы R1 с сопротивлением около 100 кОм предназначены для повышения действенности защиты входа, содержащейся в ОУ.

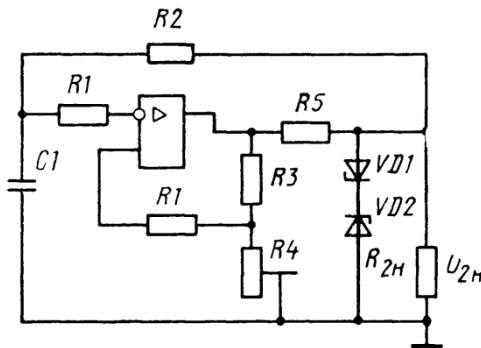


Рис. 2. Схема генератора симметричных прямоугольных импульсов

3.5 Электронные ключи

Диодные ключи. Ключи на биполярных транзисторах с изолированным затвором.

Чаще всего используются ключи, собранные по схеме с общим эмиттером, как показано на рис.1. В ключевом режиме биполярный транзистор работает в режиме насыщения (замкнутый ключ) или режиме отсечки (разомкнутый ключ). Полезно помнить, что в режиме насыщения оба перехода (коллектор-база и эмиттер-база) открыты, а в режиме отсечки - заперты. В режиме насыщения выходную цепь транзистора можно представить эквивалентным источником напряжения, величина ЭДС которого приводится в справочниках (КЭнас, U - напряжение насыщения). Строго говоря, следует учитывать также внутреннее сопротивление этого источника, величина которого определяется крутизной наклона линии граничного режима, однако, в большинстве практически важных случаев для инженерных расчетов можно ограничиться величиной - $U_{\text{КЭнас}}$. Резисторы R_b и R_k должны обеспечивать надежное запирание транзистора при низком

уровне управляющего сигнала во всем диапазоне рабочих температур и насыщение при высоком уровне управляющего сигнала.

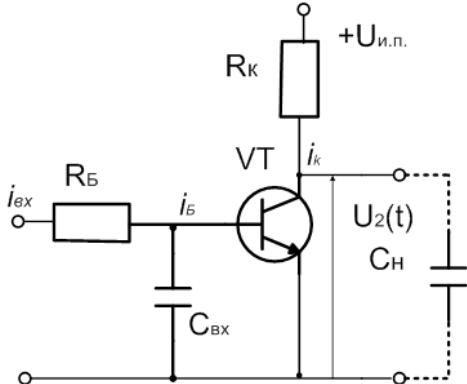


Рис.1. Схема электронного ключа на биполярном транзисторе.

При расчете необходимо учитывать обратный ток коллектора, протекающий через резистор R_K , и создающий на нем падение напряжения. Суммарное напряжение на эмиттерном переходе определяется выражением: $U_{БЭ} = U_0 + I_{Kmax}R_K$, где I_{Kmax} - максимальный ток обратного коллектора, U_0 - напряжение низкого уровня управляющего сигнала. Очевидно, для надежного запирания транзистора необходимо, чтобы $U_{БЭ} < U_{БЭотс}$. Необходимо учитывать сильную температурную зависимость обратного тока коллектора, и для расчета выбирать максимальное значение. В противном случае ключ может «подтекать» при изменении температуры. Открытый транзистор может находиться в активном режиме или режиме насыщения. Для электронных ключей активный режим является невыгодным, так как в этом режиме на коллекторе рассеивается значительная мощность. Поэтому активный режим допустим только в течение переходных процессов (где он, собственно говоря, неизбежен). Для обеспечения насыщения необходимо, чтобы выполнялось соотношение $I_B > I_{B.h}$. Ток базы можно определить по формуле:

$$I_B = (U_1 - U_{БЭотс}) / (r_b + R_b)$$

Ток насыщения определяется сопротивлением резистора в цепи коллектора, усилильными свойствами транзистора и сопротивлением между коллектором и эмиттером в насыщенном состоянии:

$$I_{Bнас} = \frac{E - U_{КЭнас}}{\beta R_K}.$$

При расчетах целесообразно пользоваться наихудшим значением $\beta = \beta_{min}$. Отметим, что при нарушении условия насыщения транзистор переходит в активный режим, что сопровождается ростом напряжения на коллекторе и увеличением мощности рассеяния. В ряде случаев используют иной критерий насыщения - прямое смещение обоих переходов транзистора (база-эмиттер и база-коллектор). В активном режиме переход база-коллектор смещен в обратном направлении. Необходимой частью проектирования электронных ключей является оценка их динамических свойств, определяющих скорость переключения и потери энергии на этом этапе (динамические потери). Переходные процессы в электронном ключе на биполярном транзисторе характеризуются длительностью цикла переключения, который можно разделить на несколько отдельных этапов:

- задержка включения;
- включение (нарастание тока до величины, соответствующей насыщению);
- задержка выключения (обусловлена рассасыванием заряда в базе при переходе из режима насыщения в активный режим);
- выключение (обусловлено уменьшением тока коллектора до значения, соответствующего отсечке).

Необходимо также учитывать процессы заряда емкостей монтажа и нагрузки, которые не имеют прямого отношения к транзистору, но могут существенно влиять на

длительность переходного процесса в целом. Рассмотрим характерные участки переходного процесса по временным диаграммам (рис.2).

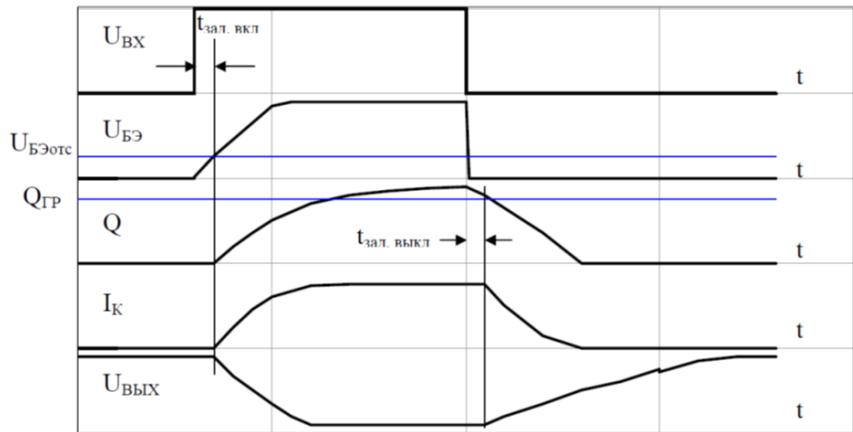


Рис. 2. Переходные процессы в ключе на биполярном транзисторе

1. Транзистор заперт, ток базы определяется обратным током коллектора, заряд в базе практически отсутствует, на выходе ключа высокий уровень.

2. Потенциал на входе ключа скачком увеличивается, начинается заряд входной емкости. Токи базы и коллектора не изменяются, пока напряжение на переходе база-эмиттер не превышает напряжения отсечки (время задержки включения).

3. В момент превышения напряжения отсечки открывается эмиттерный переход, и транзистор переходит в активный режим. Инжектируемые в базу неосновные носители нарушают равновесное состояние базы, и начинается накопление заряда. Пропорционально увеличивается ток коллектора, обусловленный экстракцией носителей в область коллектора. Время до перехода в режим насыщения - время включения.

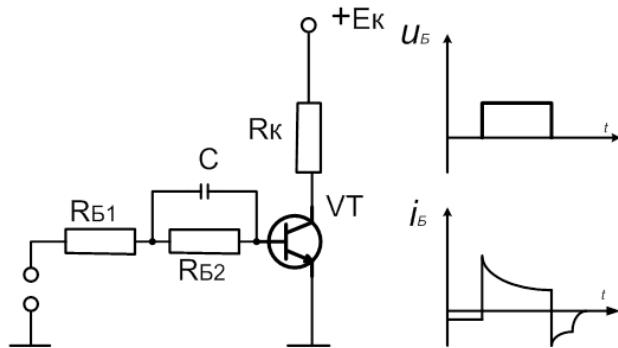
4. В режиме насыщения все токи и напряжения остаются постоянными, при этом заряд в базе продолжает нарастать, хотя и с меньшей скоростью. Заряд, превышающий величину, соответствующую переходу в режим насыщения, называется избыточным.

5. При скачкообразном изменении потенциала на входе ток базы также быстро уменьшается, нарушаются равновесное состояние заряда базы и начинается его рассасывание. Транзистор остается насыщенным до тех пор, пока заряд не уменьшится до граничной величины, после чего переходит в активный режим (время задержки выключения).

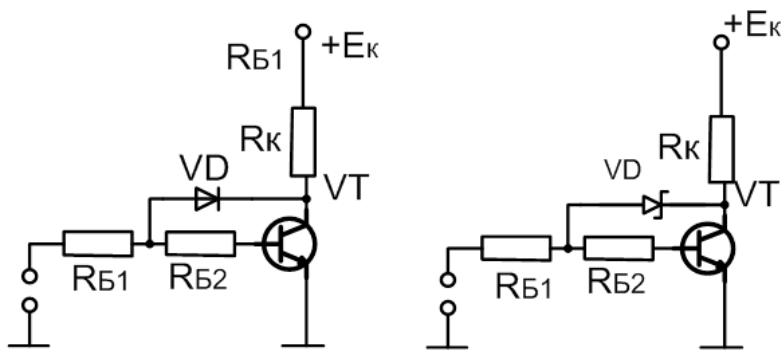
6. В активном режиме заряд базы и ток коллектора уменьшаются до тех пор, пока транзистор не перейдет в режим отсечки. В этот момент входное сопротивление ключа возрастает. Этот этап определяет время выключения.

7. После перехода транзистора в режим отсечки напряжение на выходе продолжает нарастать, так как заряжаются емкости нагрузки, монтажа и емкость коллектора.

Существуют схемотехнические методы повышения быстродействия ключа: форсирующая цепочка (рис.3, а) и нелинейная обратная связь (рис.3, б).



а) Ключ с форсирующей цепочкой



б) Ключ с нелинейной обратной связью

Рис.3. Схемотехнические приемы повышения быстродействия

3.6 Цифровая схемотехника

Булева алгебра. Логические функции. Арифметико-логические устройства и матричные умножители.

Практически все цифровые устройства без памяти (комбинаторные устройства) могут быть построены на основе трех простейших логических элементов. Все более сложные системы реализуются из этих простейших логических элементов как из кубиков. Остановимся на описании простейших логических элементов.

Работа всех цифровых устройств основана на *алгебре логики*. В ее основе лежат функции логического отрицания, логического сложения (дизъюнкция) и логического умножения (конъюнкция). Аксиомы алгебры логики:

1. $\bar{\bar{x}} = x$
2. $x + \bar{x} = 1$
3. $x + 1 = 1;$
4. $x + x = x;$
5. $x + 0 = x;$
6. $x * \bar{x} = 0$
7. $x * x = x;$
8. $x * 0 = 0;$

$$x * 1 = x;$$

Функция «не», инвертор

Простейшим логическим элементом является инвертор, который просто изменяет значение входного сигнала на прямо противоположное значение. Его функция записывается в следующем виде:

$$F = \overline{X}$$

где черта над входным значением обозначает изменение его на противоположное. То же самое действие можно записать при помощи таблицы истинности. Так как вход у этого логического элемента лишь один, его таблица истинности состоит только из двух строк.

X	F
---	---

0	1
1	0

Таблица истинности функции «не» (инвертор)

В качестве инвертора в простейшем случае можно использовать обычный усилитель с транзистором, включенном по схеме с общим эмиттером или истоком. Схема усилителя, выполненная на биполярном транзисторе n-p-n и позволяющая реализовать функцию логического инвертирования, приведена на рис. 1.

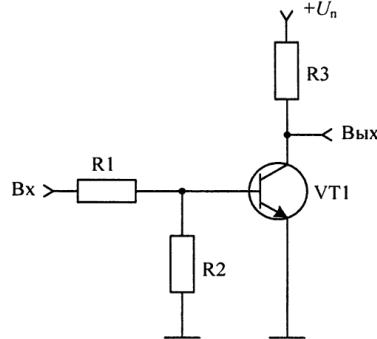


Рис. 1. Схема, позволяющая реализовать функцию логического инвертирования

Для того чтобы особенности включения транзисторов не затеняли выполняемую функцию, для цифровых микросхем введены специальные условно-графические обозначения. УГО инвертора приведено на рис. 2.

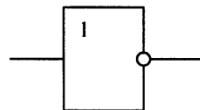


Рис. 2. УГО логического инвертора

В одном корпусе микросхемы обычно бывает шесть инверторов. Отечественное обозначение микросхем инверторов – ЛН. Примеры: КР1533ЛН1 (SN74ALS04).

Две основные области применения инверторов – это изменение полярности сигнала и изменение полярности фронта сигнала. То есть из положительного входного сигнала инвертор делает отрицательный выходной сигнал и наоборот, а из положительного фронта входного сигнала – отрицательный фронт выходного сигнала и наоборот. Еще одно важное применение инвертора – буферизация сигнала (с инверсией), то есть увеличение нагрузочной способности сигнала. Это бывает нужно в том случае, когда какой-то сигнал надо подать на много входов, а выходной ток источника сигнала недостаточен.



Рис. 3. Инверсия полярности сигнала и инверсия полярности фронта сигнала

Функция «и», логическое умножение

Следующим простейшим логическим элементом является схема, реализующая операцию логического умножения «и»:

$$F = X \wedge Y$$

Где символ \wedge обозначает функцию логического умножения (конъюнкцию). Иногда эта же функция записывается в другом виде:

$$F = X \wedge Y = X \cdot Y = X \& Y$$

То же самое действие можно записать при помощи таблицы истинности. В формуле, приведенной выше, использовано два аргумента. Поэтому элемент, выполняющий эту функцию, имеет два входа. Такой элемент обозначается «2И». Для элемента «2И» таблица истинности будет состоять из четырех строк.

X	Y	F
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Как видно из приведенной таблицы истинности, активный сигнал на выходе этого логического элемента появляется только тогда, когда обоих входах будут присутствовать логические единицы.

УГО схемы, выполняющей логическую функцию «2И» изображено на рис. 4.

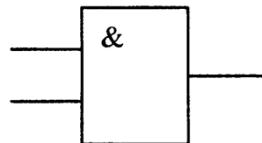


Рис. 4. УГО элемента, выполняющего функцию логического умножения

Проще всего понять, как работает такой элемент при помощи схемы, построенной на идеализированных ключах с электронным управлением, как это показано на рис. 7.8. В приведенной схеме ток будет протекать только тогда, когда оба ключа будут замкнуты, а значит, единичный уровень на выходе схемы появится только при подаче на ее вход двух логических единиц.

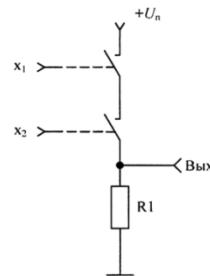


Рис. 5. Эквивалентная схема, реализующая логическую функцию «2И»

Функция «или», логическое сложение

Следующим простейшим элементом является схема, реализующая операцию логического сложения «или»:

$$F = X \vee Y$$

Где символ \vee обозначает функцию логического сложения (дизъюнкция). Иногда эта же функция записывается в другом виде:

$$F = X \vee Y = X + Y = X | Y$$

Таблица истинности для данного элемента:

X	Y	F
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

3.7 Микропроцессорные средства

Организация памяти, ИМС памяти. Устройства ввода-вывода информации. Сопряжение сигналов в МП системах. Основные типы современных микроконтроллеров.

Микропроцессорные системы используют память для хранения команд, данных и другой информации. Системы памяти отличаются друг от друга по **способам доступа** к ним, по объему памяти, энергонезависимости, стоимости хранения в расчете на бит информации, времени доступа.

Вычислительные системы используют обычно целую иерархическую структуру систем памяти как это показано на рис. 1. Память вычислительной системы можно разделить на внутреннюю память, если любой ее элемент доступен процессору непосредственно, и внешнюю, если это не так. Прямо или произвольно адресуемая память представляет собой последовательность нумерованных ячеек, доступ к которым осуществляется с помощью адресных сигналов, определяющих номер ячейки, и специальных стробирующих сигналов, определяющих момент чтения или записи.

Системы внешней памяти используются для хранения больших объемов информации. К ним относятся накопители на магнитных дисках, накопители на магнитных лентах, оптические системы такие как CDROM, и другие приборы. При взаимодействии с системами внешней памяти вычислительная система переносит блоки информации из нее во внутреннюю память и выбирает данные уже из нее.

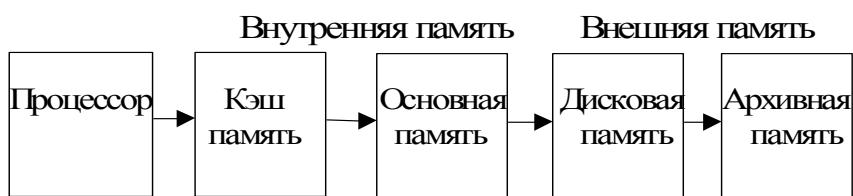


Рис. 1. Иерархическая структура памяти

В этой главе рассматриваются принципы построения и функционирования **внутренней памяти**. Системы вторичной памяти доступны для процессора как периферийное оборудование через порты ввода/вывода.

С точки зрения системы команд память это набор **слов**, каждое из которых имеет уникальный **адрес**, показывающий расположение слова в памяти. Концепция адресов памяти эквивалента концепции телефонных номеров. Каждый телефон имеет свой собственный номер в некотором поле возможных номеров. Подобно этому каждая ячейка памяти имеет адрес который определяет модуль памяти и расположение ячейки в этом модуле.

Каждое слово памяти содержит один или более адресуемых байт. Количество адресуемых байт определяется разрядностью микропроцессора. Например, восьмибитные микропроцессоры имеют байтовую организацию памяти. За одно обращение микропроцессор может обработать только один байт информации. Шестнадцатиразрядные микропроцессоры могут обращаться к одному или двум байтам одновременно. Современные 32-разрядные микропроцессоры могут работать с 32-разрядными словами 16-разрядными словами и 8-разрядными байтами. Поэтому память для этих микропроцессоров организована таким образом чтобы допускать обращение к одному, двум или четырем байтам одновременно. Количество адресуемых ячеек памяти зависит от количества бит шины адреса микропроцессора. 8-ми разрядные микропроцессоры и микроконтроллеры имеют 16 битную шину адреса позволяя адресовать 64-К байт памяти. 16-разрядные микропроцессоры позволяют адресовать несколько мегабайт памяти. Наконец, современные микропроцессоры используют 64-разрядную шину адреса, что позволяет адресовать фактически бесконечный объем памяти.

Под памятью цифровых вычислительных систем понимают совокупность технических средств, предназначенных для приема (записи), хранения и выдачи (считывания) информации, представленной двоичным кодом.

Основными характеристиками запоминающих устройств (ЗУ) являются:

- информационная емкость, определяемая максимальным объемом хранимой информации в битах или байтах;
- быстродействие, характеризуемое временем выборки информации из ЗУ и временем цикла обращения к ЗУ с произвольным доступом или временем поиска и количеством переданной в единицу времени информации в ЗУ (или из ЗУ) с последовательным доступом;
- энергопотребление, определяемое электрической мощностью, потребляемой ЗУ от источников питания в каждом из режимов работы;
- стоимость хранения информации в расчете на один бит;
- энергонезависимость, то есть сохраняется ли информация в ЗУ после выключения электропитания;

Цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) предназначены для преобразования цифровых сигналов в аналоговые. Такое преобразование необходимо, например, при восстановлении аналогового сигнала, предварительно преобразованного в цифровой для передачи на большие расстояния или хранения (таким сигналов, в частности, может быть звук).

К основным параметрам ЦАП относят разрешающую способность , время установления, погрешность нелинейности и др. Разрешающая способность – величина, обратная максимальному числу шагов квантования выходного аналогового сигнала. Время установления $t_{уст}$ – интервал времени от подачи кода на вход до момента, когда выходной сигнал войдет в заданные пределы, определяемые погрешностью. Погрешность нелинейности – максимальное отклонение графика зависимости выходного напряжения от напряжения, задаваемого цифровым сигналом, по отношению к идеальной прямой во всем диапазоне преобразования.

ЦАП является «связующим звеном» между аналоговой и цифровой электроникой. Существуют различные принципы построения АЦП.

На рис. 1 приведена схема ЦАП с суммированием весовых токов. Ключ S_5 замкнут только тогда, когда разомкнуты все ключи $S_1 \dots S_4$ (при этом $u_{вых}=0$). U_0 – опорное напряжение. Каждый резистор во входной цепи соответствует определенному разряду двоичного числа. По существу этот ЦАП – инвертирующий усилитель на основе операционного усилителя. Если замкнут один ключ S_1 , то $u_{вых} = -U_0 \frac{R_{oc}}{R}$, что

соответствует единице в первом и нулям в остальных разрядах. Модуль выходного напряжения пропорционален числу, двоичный код которого определяется состоянием ключей $S_1 \dots S_4$. Токи ключей $S_1 \dots S_4$ суммируются в точке « a » причем токи различных ключей различны (имеют разный «вес»). Это и определяет название схемы.

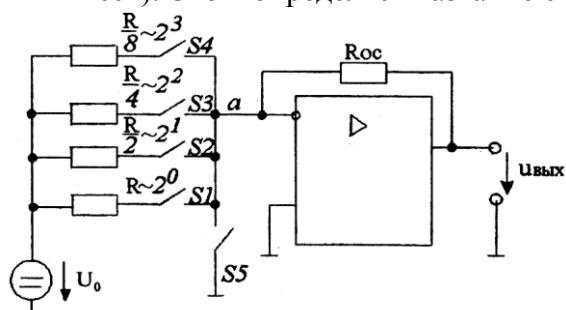


Рис. 1. ЦАП с суммированием токов

На рис. 2 приведена схема ЦАП на основе резистивной матрице $R = 2R$ (матрицы постоянного сопротивления).

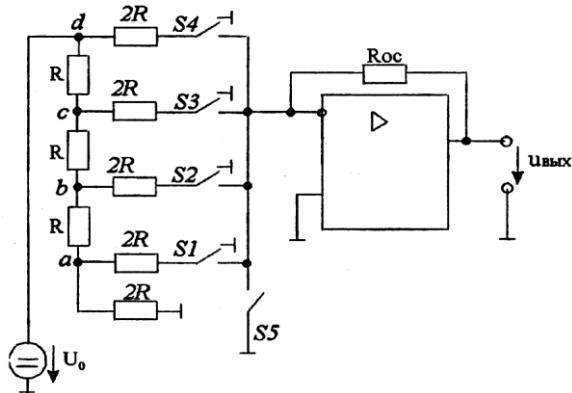


Рис. 2. ЦАП на основе резистивной матрицы

В схеме использованы так называемые перекидные ключи $S1 \dots S4$, каждый из которых в одном из состояний подключен к общей точке, поэтому напряжения на ключах невелики. Ключ $S5$ замкнут только тогда, когда все ключи $S1 \dots S4$ подключены к общей точке. Тогда напряжение относительно общей точки в каждой следующей из точек «а»...«д» в 2 раза больше, чем в предыдущей. К примеру, напряжение в точке «б» в 2 раза больше, чем в точке «а» (напряжение U_a , U_b , U_c и U_d в указанных точках определяются следующим образом: $U_d = U_0$; $U_c = U_0/2$; $U_b = U_0/4$; $U_a = U_0/8$). Допустим, что состояние указанных ключей изменилось. Тогда напряжения в точках «а»...«д» не изменятся, так как напряжение между входами операционного усилителя практически нулевое.

На рис. 3 приведена схема ЦАП для преобразования двоично-десятичных чисел.

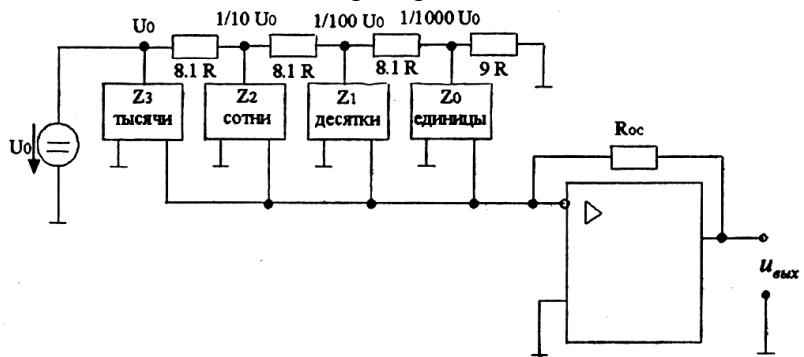


Рис. 3. ЦАП для преобразования двоично-десятичных чисел

Для представления каждого разряда десятичного числа используется отдельная матрица $R - 2R$ (обозначены прямоугольниками). $Z_0 \dots Z_3$ обозначают числа, определенные состоянием ключей каждой матрицы $R - 2R$. Принцип действия становится понятным, если учесть, что сопротивление каждой матрицы равно R . На выходе ЦАП получим $U_{\text{вых}} = U_0 \cdot 10^{-3} (0^{-3} \cdot Z_3 + 10^2 \cdot Z_2 + 10 \cdot Z_1 + Z_0)$.

Наиболее распространенными являются ЦАП серий микросхем 572, 594, 1108, 1118 и др. В табл. 1 приведены параметры некоторых из них.

Таблица 1

Тип схемы	Число разрядов	$t_{\text{уст}}, \text{ мкс}$	$U_0, \text{ В}$	$U_{\text{пит}}/I_{\text{пит}}, \text{ В/А}$	$I_{\text{вых}}, \text{ мА}$
K594ПА1	12	3,5	9 + 11	(5+15)/2,5 – 15/3,5	2
K1108ПА1	12	0,4	2,2 + 10,5	+5/15 – 16/46	5
K572ПА1A	10	5	-17 + +17	(5 + 17)/2	1
K575ПА2A	10	15	-15 + +15	5/2 15/2	0,8

4. МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПОДГОТОВКЕ К ЗАНЯТИЯМ

4.1 Лабораторная работа №1 (ЛР-1) Изучение и физическое исследование вольт-амперных характеристик биполярных транзисторов.

При подготовке к занятию, необходимо акцентировать внимание на порядке сборки электрической схемы лабораторной работы и проведения ряда опытов по снятию входных и выходных характеристик биполярного транзистора. Необходимо акцентировать внимание на то, что входные характеристики снимаются при двух разных значениях напряжения на коллекторе биполярного транзистора; выходные характеристики снимаются при определенном постоянном токе базы биполярного транзистора. По результатам работы необходимо построить графики полученных опытным путем характеристик.

4.2 Лабораторная работа №2 (ЛР-2) Исследование схем однофазных неуправляемых и управляемых выпрямителей.

При подготовке к выполнению лабораторной работы по управляемым и неуправляемым выпрямителям необходимо ознакомиться с теоретическими сведениями по данной теме, разобраться в отличии данных типов выпрямителей. Перед выполнением работы необходимо выполнить соответствующие переключения на лабораторном стенде и произвести включение только после проверки схемы преподавателем. При снятии показаний приборов необходимо не забывать производить переключение режима работы и предела измерения мультиметра в качестве вольтметра: режим измерения **переменного** напряжения когда производится измерение на вторичной обмотке трансформатора и режим измерения **постоянного** напряжения при снятии показаний на выходе схемы выпрямителя. Также необходимо помнить о технике безопасности при выполнении лабораторных работ и не допускать аварийных режимов работы.

4.3 Лабораторная работа №3 (ЛР-3) Исследование типовых схем усилителей на биполярном транзисторе

При подготовке к занятию, необходимо акцентировать внимание на принцип действия усилителей на биполярных транзисторах, познакомиться со схемами включения биполярных транзисторов в усилительном режиме: схемы с общим эмиттером, с общей базой и общим коллектором. Уяснить принцип работы данных схем и отличие в эксплуатационных характеристиках и выходных параметрах. При выполнении работы по исследованию биполярного транзистора в режиме усиления необходимо правильно произвести сборку схем и подавать на них питание только после проверки преподавателем. В ходе работы произвести все необходимые переключения и регулировки в схемах для установки заданных параметров и снятия зависимых параметров. Оценка результатов в данной работе производится в программе «ОсциллоГРАФ», установленной на персональном компьютере, который через USB-порт подключен к лабораторному стенду.

4.4 Лабораторная работа №4 (ЛР-4) Исследование операционного усилителя

При подготовке к занятию, необходимо акцентировать внимание на принцип действия операционного усилителя, познакомиться с основными характеристиками данных устройств, их эксплуатационными параметрами и сферами применения, изучить внутреннюю структуру операционного усилителя и входящие в нее усилительные каскады. При выполнении работы по исследованию операционного усилителя необходимо правильно произвести сборку схем и подавать на них питание только после проверки преподавателем. В ходе работы произвести все необходимые переключения и

регулировки в схемах для установки заданных параметров и снятия зависимых параметров. Оценка результатов в данной работе производится в программе «ОсциллоГРАФ», установленной на персональном компьютере, который через USB-порт подключен к лабораторному стенду.

4.5 Лабораторная работа №5 (ЛР-5) Исследование типовых логических элементов.

При подготовке к занятию, необходимо акцентировать внимание на принципы построения типовых логических элементов на дискретных устройствах электроники и использовании их в схемах триггеров, принципах их работы, познакомиться с основными характеристиками данных устройств, их эксплуатационными параметрами и сферами применения. При выполнении работы по исследованию типовых логических элементов и работы по исследованию триггеров на логических элементах необходимо правильно произвести сборку схем и подавать на них питание только после проверки преподавателем. В ходе работы произвести все необходимые переключения и регулировки в схемах для установки заданных параметров и снятия зависимых параметров. Оценка результатов в данной работе производится в программе «ОсциллоГРАФ», установленной на персональном компьютере, который через USB-порт подключен к лабораторному стенду.

4.6 Лабораторная работа №6 (ЛР-6) Исследование триггеров на логических элементах.

При подготовке к занятию, необходимо акцентировать внимание на принципы построения типовых логических элементов на дискретных устройствах электроники и использовании их в схемах триггеров, принципах их работы, познакомиться с основными характеристиками данных устройств, их эксплуатационными параметрами и сферами применения. При выполнении работы по исследованию типовых логических элементов и работы по исследованию триггеров на логических элементах необходимо правильно произвести сборку схем и подавать на них питание только после проверки преподавателем. В ходе работы произвести все необходимые переключения и регулировки в схемах для установки заданных параметров и снятия зависимых параметров. Оценка результатов в данной работе производится в программе «ОсциллоГРАФ», установленной на персональном компьютере, который через USB-порт подключен к лабораторному стенду.

4.7 Лабораторная работа №7 (ЛР-7) Исследование схем шифраторов и дешифраторов.

При подготовке к занятию, необходимо акцентировать внимание на принципы построения шифраторов и дешифраторов, познакомиться с основными характеристиками данных устройств, их эксплуатационными параметрами и сферами применения. При выполнении работы по исследованию схем шифраторов и дешифраторов необходимо правильно произвести сборку схем и подавать на них питание только после проверки преподавателем. В ходе работы произвести все необходимые переключения и регулировки в схемах для установки заданных параметров и снятия зависимых параметров. Оценка результатов в данной работе производится в программе «ОсциллоГРАФ», установленной на персональном компьютере, который через USB-порт подключен к лабораторному стенду.

4.8 Лабораторная работа №8 (ЛР-8) Исследование цифро-аналоговых преобразователей.

При подготовке к занятию, необходимо акцентировать внимание на принципы построения цифро-аналоговых и аналого-цифровых преобразователей, принципах их

работы, познакомиться с основными характеристиками данных устройств, их эксплуатационными параметрами и сферами применения. При выполнении работ по исследованию цифро-аналоговых и аналого-цифровых преобразователей необходимо правильно произвести сборку схем и подавать на них питание только после проверки преподавателем. В ходе работы произвести все необходимые переключения и регулировки в схемах для установки заданных параметров и снятия зависимых параметров. Оценка результатов в данной работе производится в программе «ОсциллоГРАФ», установленной на персональном компьютере, который через USB-порт подключен к лабораторному стенду.