

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

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

Б1.Б.11 Электротехника, электроника и схемотехника

**Направление подготовки (специальность) 09.03.01 Информатика и вычислительная
техника**

**Профиль образовательной программы “Автоматизированные системы обработки
информации и управления”**

Форма обучения заочная

СОДЕРЖАНИЕ

1. Организация самостоятельной работы.....	3
2. Методические рекомендации по выполнению курсовой работы (проекта).....	4
2.1 Цели и задачи курсовой работы (проекта).....	4
2.2 Порядок и сроки выполнения курсовой работы (проекта).	4
2.3 Структура курсовой работы (проекта):	5
2.4 Требования к оформлению курсовой работы (проекта).....	5
2.5 Критерии оценки	5
2.6 Рекомендованная литература.	5
3.Методические рекомендации по самостояльному изучению вопросов	52
4. Методические рекомендации по подготовке к занятиям.....	155
4.1 Лабораторная работа № 1 (ЛР-1) Электрические цепи постоянного тока. Законы Кирхгоф.	155
4.2 Лабораторная работа № 2 (ЛР-2) Элементы в цепях однофазного переменного тока	155
4.3 Лабораторная работа № 3 (ЛР-3) Расчет цепей переменного тока. Резонанс напряжений и токов	155
4.4 Лабораторная работа № 4 (ЛР-4) Соединение трехфазных цепей звездой и треугольником	156
4.5 Лабораторная работа № 5 (ЛР-5) Трансформаторы.....	156
4.6 Лабораторная работа №6 (ЛР-6) Элементная база современных электронных устройств.	156
4.7 Лабораторная работа № 7 (ЛР-7) Источники вторичного электропитания.....	156
4.8 Лабораторная работа № 8 (ЛР-8) Усилители электрических сигналов	156
4.9 Лабораторная работа № 9, 10 (ЛР-9, 10) Цифровая схемотехника. Типовые комбинационные и последовательностные устройства	157

1. ОРГАНИЗАЦИЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

1.1. Организационно-методические данные дисциплины

№ п.п.	Наименование темы	Общий объем часов по видам самостоятельной работы				
		подго товка курсо вого проек та (рабо ты)	подгото вка реферат а/эссе	индивидуал ьные домашние задания (ИДЗ)	самостоятельно е изучение вопросов (СИВ)	подготовка к занятиям (ПкЗ)
1	2	3	4	5	6	7
1.1	Электрические цепи постоянного тока. Законы Кирхгофа.					2
1.2	Анализ линейных и нелинейных электрических цепей постоянного тока				6	
2.1	Электромагнетизм				10	
2.2	Синусоидальный переменный электрический ток					
2.3	Элементы в цепях однофазного переменного тока					2
2.4	Расчет цепей переменного тока. Резонанс напряжений и токов					2
2.5	Переходные процессы в электрических цепях. Цепи несинусоидального тока				10	
3.1	Соединение трехфазных цепей звездой и треугольником				5	2
3.2	Аварийные режимы в трехфазных цепях				5	
4.1	Трансформаторы				5	2
4.2	Асинхронные машины переменного тока. Синхронные машины. Машины постоянного				5	

	тока					
5.1	Элементная база современных электронных устройств.				10	2
5.2	Источники вторичного электропитания	50			10	2
6.1	Усилители электрических сигналов				10	4
6.2	Электронные устройства на базе интегральных операционных усилителей				10	
7.1	Электронные ключи				32	
7.2	Цифровая схемотехника. Типовые комбинационные и последовательностные устройства.				32	2
8.1	Микропроцессорные средства				32	

2. МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КУРСОВОЙ РАБОТЫ (ПРОЕКТА)

2.1 Цели и задачи курсовой работы (проекта).

2.1. Для приведенной электрической схемы трансформатора произвести расчет его основных параметров при работе на заданную нагрузку.

2.2. Произвести расчет выпрямительного устройства при работе на активно-емкостную нагрузку.

2.3. Произвести расчет компенсационного стабилизатора с непрерывным регулированием напряжения.

2.2 Порядок и сроки выполнения курсовой работы (проекта).

1. Предварительный этап:

- выбор темы курсовой работы и оценка возможности раскрытия данной темы;
- подача заявления на закрепление темы.

2. Основной этап:

- составление плана;
- сбор материала;
- оформление курсовой работы;

3. Заключительный этап:

- рецензирование работы руководителем и допуск к защите;

- защита работы.

2.3 Структура курсовой работы (проекта):

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

2.4 Требования к оформлению курсовой работы (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 полтора интервала. 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 – 2,5 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.

Работа должна быть подписана с указанием даты ее окончания.

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

2.5 Критерии оценки:

- сроки сдачи;
- правильность и аккуратность оформления;
- соответствие оформление курсовой работы (проекта) установленным требованиям;
- умение работать с документальными и литературными источниками;
- умение формулировать основные выводы по результатам анализа конкретного анализа;

2.6 Рекомендованная литература.

2.6.1 Основана литература:

- Иванов И.И., Лукин А.Ф., Соловьев Г.И. Электротехника. Основные положения, примеры, задачи. Изд. 3-е ,С.П., М, Краснодар, 2004.-192с.
- Горбунов А.Н., Кабанов И.Д., Кравцов А.В., Петров В.А., Редько И.Я. Электротехника. Учебник для вузов. – М.: УМЦ «Триада», 2005-264с.
- Миловзоров О.В. Электроника [Текст]: Учебник для вузов/О.В. Миловзоров, И.Г. Панков. – 3-е изд., стер. – М.: Высшая школа, 2006.- 288с.

2.6.2 Дополнительная литература:

Методические указания для выполнения курсовой работы по дисциплине «Электротехника и электроника»: учебное пособие/ В.В.Пугачев, И.К.Петина, З.К. Балмугамбетов - Оренбург, ФГБОУ ВПО «Оренбургский ГАУ», 2014 (электронный ресурс)

Порядок расчета курсового проекта

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_{Bylx} , 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_{Bylxm} , В	0,1	0,09	0,08	0,07	0,095	0,11	0,12	0,13	0,1	0,08

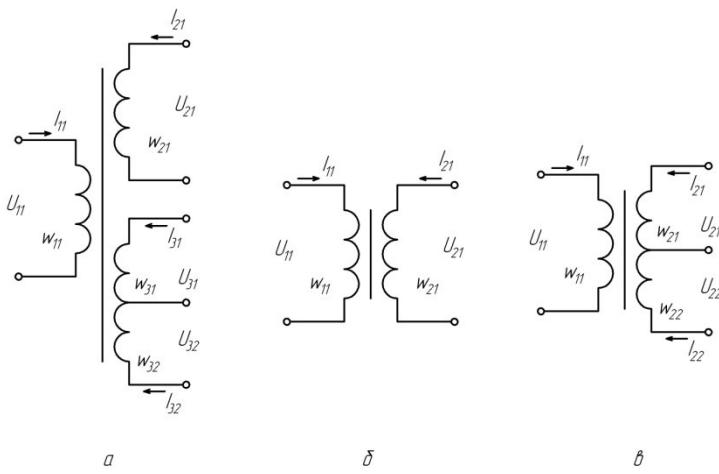


Рис. 1 – Исходные электрические схемы трансформатора

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.

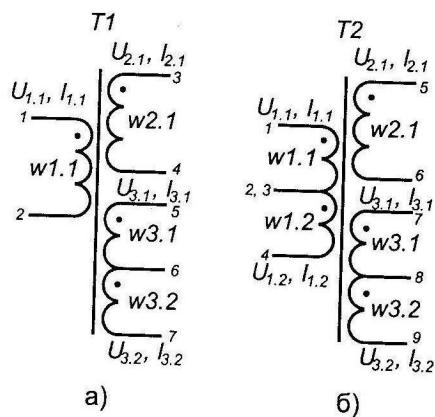


Рис. 2.1 – Электрическая схема силового трансформатора
малой мощности

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 тороидальная 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	Кольцевые ленточные

(ОЛ)		
------	--	--

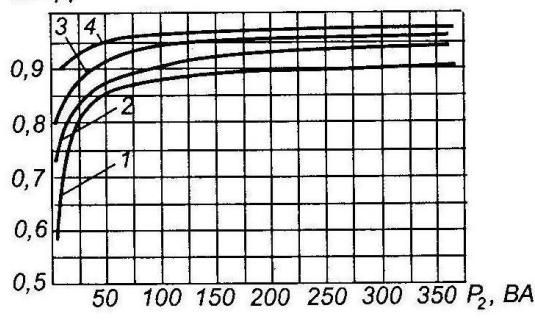
Таблица 2.2 Электромагнитные свойства электротехнических сталей

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

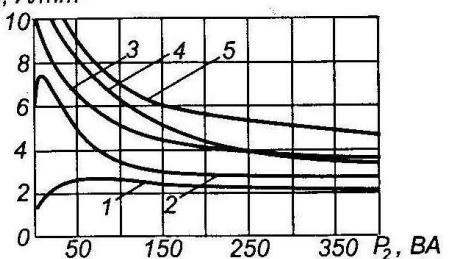
Толщина ленты δ_c , мм	0,5	0,35	0,15	0,1-0,08	0,05	0,02
Коэффициент заполнения сталью k_c	0,96	0,93	0,9	0,85	0,75-0,8	0,65-0,7

К.П.Д.



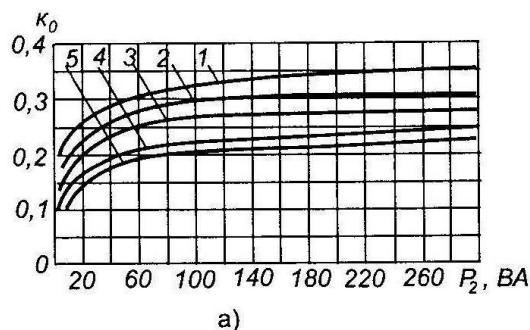
а)

$j, A/mm^2$



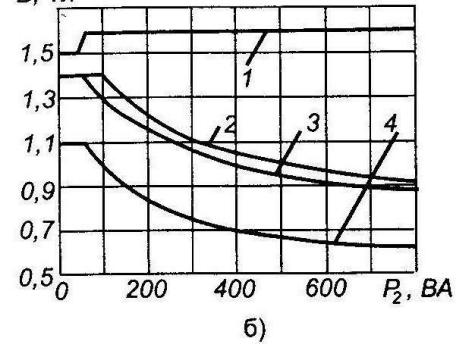
б)

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)

$B, Tл$



б)

Рис. 2.3. а) зависимость коэффициента заполнения окна $\kappa_0=f(P_{pac})$ 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.

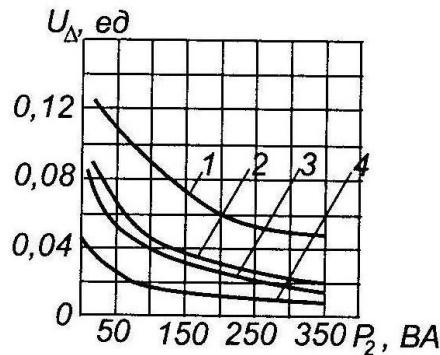


Рис. 2.4. Зависимость относительного падения напряжения $U\Delta = \Delta U/U = f(P_{pac})$, В на выходе, соответствующее изменению тока от нуля до номинального для трансформаторов: 1 – стержневых ленточных из стали 3412, $\delta=0,35$ мм, $f=50$ Гц.

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 (полуобмоток) определяется с учетом относительного падения напряжения $U\Delta = \Delta U/U$ на обмотках:

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

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

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

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 _{2ном} , 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)

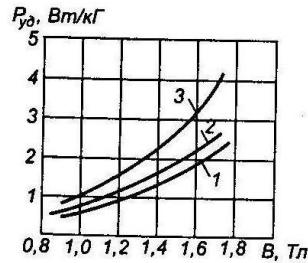


Рис. 2.5. Зависимость удельной мощности $P_{уд}$ потерь в сердечниках от максимальной индукции B : 1 – из стали 3413, $\delta=0,35$ мм, $f=50$ Гц; 2 – из стали 3412, $\delta=0,35$ мм, $f=50$ Гц; 3 - из стали 3412, $\delta=0,5$ мм, $f=50$ Гц.

Расчет действующего значения тока холостого хода первичной обмотки трансформатора

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

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

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:

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

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:

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

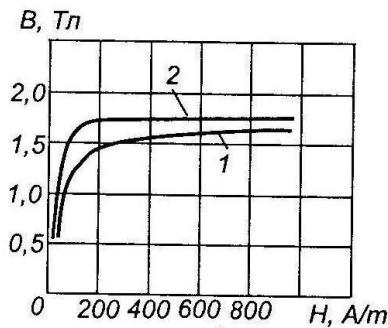


Рис. 2.6. Зависимость индукции в сердечнике от напряженности поля:

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, $\text{А}/\text{мм}^2$.

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 ($T_{раб}=105^{\circ}\text{C}$), 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 $T_{раб}=105^{\circ}\text{C}$ 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^I , 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:

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

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.

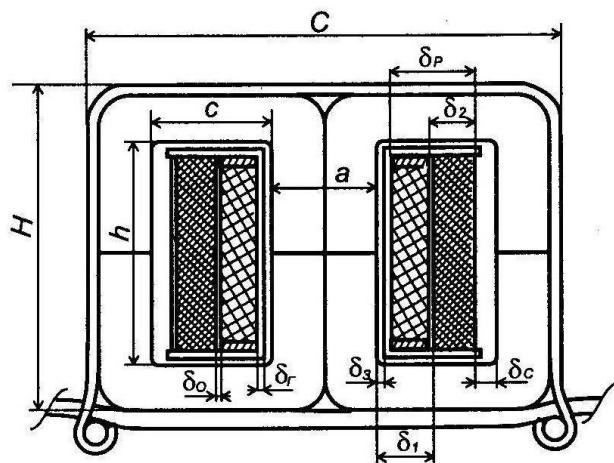


Рис. 2.7. Конструкция обмотки броневого трансформатора

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: $\delta_{\Gamma}=\delta_{Щ}$. Толщина гильзы (каркаса) обычно составляет 1...3 мм. Зазор между гильзой и магнитопроводом δ_3 должен быть в пределах 0,5...1 мм.

Высота $h_{об11}$ одного слоя обмотки равна:

$$h_{об11} = h - 2\delta_3 - 2\delta_{Щ}$$

где δ_3 - зазор между гильзой или между каркасом катушки обмотки и сердечником, мм; $\delta_{\Gamma}=\delta_{Щ}$ – 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:

$$w_{СЛ1} = \frac{h_{об11}k_y}{d_{11}}; \quad w_{СЛ2i} = \frac{h_{об2i}k_{y2i}}{d_{2i}}.$$

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:

$$n_{СЛ11} = \frac{p_1}{m_1} \cdot (w_{11} / w_{СЛ11});$$

$$n_{СЛ2i} = \frac{p_{2i}}{m_1} \cdot (w_{2i} / w_{СЛ2i}),$$

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:

$$\delta_1 = 1,2 \cdot n_{СЛ1} \cdot d_{11}, \text{ мм}$$

$$\delta_{2i} = 1,2 \cdot n_{СЛ2i} \cdot d_{2i}, \text{ мм}$$

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:

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

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

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:

$$r_i = \frac{l_{CPi} w_i k_t k_f}{57 q_i}, \text{ Ом}$$

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

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

- $I_{PrCpmax}$, 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;
- $r_{Di\phi}$ – 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.

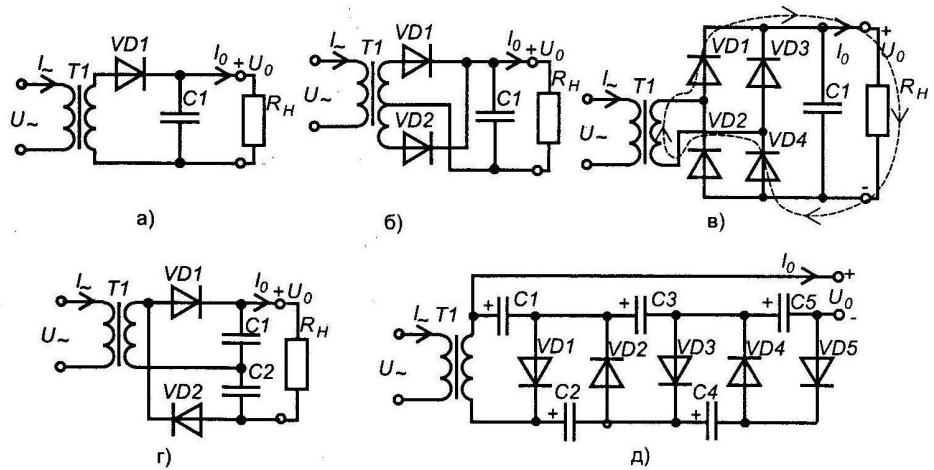


Рис. 3.1. Схемы однофазных выпрямителей с емкостным фильтром:

- а) однополупериодная; б) двухполупериодная схема со средним выводом вторичной обмотки; в) однофазная мостовая; г) симметричная схема удвоения напряжения;
д) несимметрическая 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} k-ой гармоники выпрямленного напряжения к его среднему значению U_o ;

η – коэффициент полезного действия выпрямителя;

$\Delta U_{\text{Пр}}$ – 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: $U_{O\text{бpm}}$, I_{PrCp} , I_{PrVD} (приложение 3).

Выбор диода выпрямителя производится на основании выполнения следующих условий:

- максимальное обратное напряжение диода $U_{O\text{бpm}VD} > U_{O\text{бpm}}$;
- максимальный прямой средний ток $I_{PrCpVD} > I_{PrCp}$;
- максимальный импульсный ток $I_{PrIVD} > I_{Prm}$.

После выбора диода находится его сопротивление в открытом состоянии:

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

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

$$r = r_{Tp} + r_{PrVD}n, \text{ Om}$$

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

Параметры схемы выпрямления с активно-емкостной нагрузкой:

$$U_2 = BU_o, \text{ B}$$

$$U_{O\text{бpm}} = 1,5U_o, \text{ B}$$

$$I_{PrCp} = 0,5I_o, \text{ A}$$

$$I_{Prm} = 3,5I_o, \text{ A}$$

$$I_{PrVD} = DI_o, \text{ A}$$

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

$$\frac{I_1w_1}{I_o w_2} = \frac{D}{1,42}$$

$$S_{Tp} = 1,5P_o, \text{ BA}$$

$$k_{\text{II1}} = \frac{H}{rC}$$

$$f_{\text{II1}} = 2f_C, \text{ Гц}$$

$$S_2 = \frac{BDP_o}{1,42}, BA$$

$$S_1 = \frac{BDP_o}{1,42}, BA$$

где U_2, I_2 – действующие значения напряжения и тока фазы вторичной обмотки; $U_{O\text{обрт}}$ – максимальное амплитудное значение обратного напряжения диода, В; $I_{\text{Прт}}, I_{\text{ПрСр}}$ – соответственно максимальное и среднее значение тока диода, А; $I_{\text{ПрVD}}$ – 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_I, 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, Д и F.

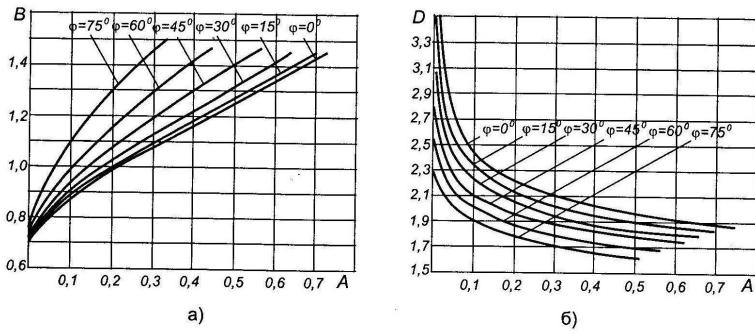


Рис. 3.2. Зависимость параметров В (рис. а) и D (рис. б) от расчетного параметра А

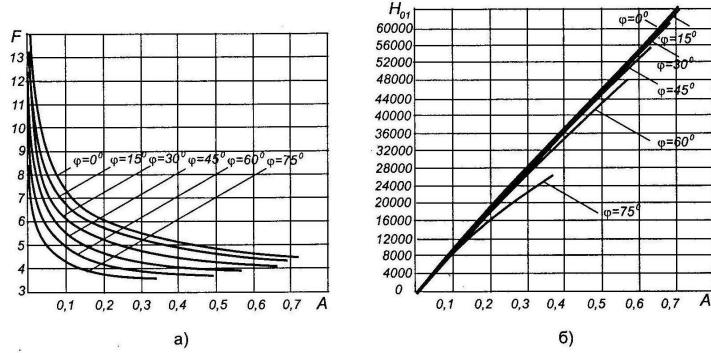


Рис. 3.3. Зависимость параметров F (рис. а) и H₀₁ (рис. б) от расчетного параметра А

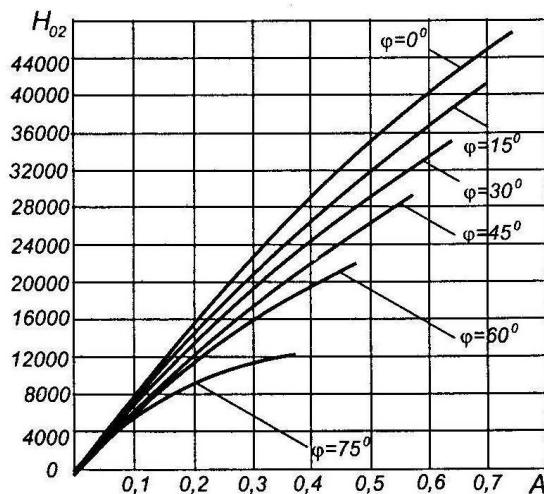


Рис. 3.4. Зависимость параметра H₀₂ от расчетного параметра А

На основе параметров В, D и F с помощью соответствующих формул рассчитываются U_2 , I_2 , S_2 , I_1 , S_1 , $U_{O\bar{b}p}$, I_{PrCp} , I_{Prp} , 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_{bx} , 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_{bx} , В, пределы регулировки выходного напряжения стабилизатора U_{bxmax} , В, U_{bxmin} , 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 пульсации выходного напряжения стабилизатора U_{bxm} , 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 $U_{K\varnothing VT1}$.

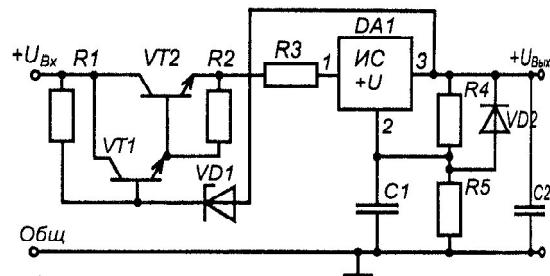


Рис. 4.1. Компенсационный стабилизатор напряжения

Минимально возможное первичное напряжение на входе стабилизатора:

$$U_{Bxmin\alpha} = U_{bx}(1 - \alpha_{min})$$

Минимально возможное напряжение на входе интегрального стабилизатора DA1 равно:

$$U_{BxICmin} = U_{Bxmin\alpha} - U_{K\varnothing VT2min} - U_{Bxmi} - U_{R3au} - U_{BxI}$$

где $U_{K\varnothing VT2min}$ - 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
 $U_{Bxm1} = U_{Bx}k_{\pi1}$; U_{R3au} - 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:

$$U_{Bx \max \alpha} = U_{Bx} (1 - \alpha_{\max})$$

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

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:

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

где $\Delta U_{HC \min}$ - 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:

$$R_1 = \frac{U_{Bx\min\alpha} - U_{Bxm1} - U_{Bbx}}{I_{VD1\min} + I_{БЭVT1VT2\max}}$$

Мощность резистора R1 составляет величину:

$$P_{R1} = (U_{Bx\max H} - U_{VD1} - U_{Bbx}) \cdot (I_{VD1\min} + I_{БЭVT1VT2\max})$$

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, А:

$$I_{VD1\max} = \frac{U_{Bx\max} - U_{Bbx} - U_{VD1}}{R_1}$$

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:

$$R_4 + R_5 = \frac{U_{BbxIC}}{I_{R4R5}}$$

Соответственно величина сопротивления R_4 равна

$$R_4 = \frac{U_{BbxIC}}{I_{R4R5}}$$

Мощность резистора R4 равна, Вт:

$$P_{R4} = P_{R5} = I_{R4R5}^2 R_4$$

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 $|X_C| \ll R5$ 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						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	10 12,5	4 5	16 20	14 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		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} S_{окн}</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	4,7	0,43	2,26	16	4,1
ШЛ6×10	0,52		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					50	25		163
ПЛ12,5×16×32	12,5	16	16	41	55	32	12,5	182
ПЛ12,5×16×40					65	40		203
ПЛ12,5×16×50					75	50		230
ПЛ12,5×25×32					57	32		292
ПЛ12,5×25×40	12,5	25	20	45	65	40	12,5	334
ПЛ12,5×25×50					75	50		376
ПЛ12,5×25×60					85	60		418
ПЛ16×32×40					72	40		612
ПЛ16×32×50	16	32	25	57	82	50	16	690
ПЛ16×32×65					97	65		795
ПЛ16×32×80					112	80		900
ПЛ20×40×50					90	50		1230
ПЛ20×40×60	20	40	32	72	100	60	20	1350
ПЛ20×40×80					120	80		1550
ПЛ20×40×100					140	100		1770
ПЛ25×50×65					115	65		2440
ПЛ25×50×80	25	50	40	90	130	80	25	2700
ПЛ25×50×100					150	100		3040
ПЛ25×50×120					170	120		3380
ПЛ32×64×80					144	80		5000
ПЛ32×64×100	32	64	50	114	164	100	32	5600
ПЛ32×64×130					194	130		6480
ПЛ32×64×160					224	160		7250
ПЛ40×80×100					180	100		9900
ПЛ40×80×120	40	80	64	144	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_{ct} , см^2	Площадь окна S_{ok} , см^2	Площадь сечения стали, умноженная на площадь окна $S_{ct} S_{ok}$, см^4	Средняя длина витка, $l_{cp.m}$, см	Активный объем магнитопровода, V_{ct} , 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	Конструк- тивная постоян- ная $\tau_k \cdot 10^5$, с	Пределное значение мощ- ности, В·А, трансформаторов на частоте		$\tau_k Y_{ct}$, с·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	$3,1 \cdot 10^{-6}$		

Приложение 2

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	0.28	0.27	0.28	0.402	0.088	0,11	0.13
0.25	0.049	0.284	0.3	0.27 5	0.3	0.357	0.098	0,122	0.147
0.265	0.0552	0.305	0.31 5	0.30 5	0.31	0.318	0.111	0,14	0.165
0.28	0.0615	0.315	0.33	0.31 5	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	0.36 5	0.35 2	0.36	0.225	0.16	0,195	0.23
0.335	0.0885	0.375	0.38 5	0.37 5	0.38	0.198	0.177	0,22	0.26
0.355	0.099	0.395	0.41 4	0.39 5	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	0.44 2	0.46	0.14	0.251	0,315	0.37
0.425	0.142	0.465	0.48 5	0.47	0.47	0.124	0.283	0,355	0.42
0.45	0.16	0.49	0.51	0.49 5	0.5	0.11	0.32	0,4	0.48
0.475	0.177	0.525	0.54 5	0.49 5	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	0.57 8	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	0.0091 7	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	0.0073 7	4.75	5.945	7.13
1.8	2.544	1.89	1.92	1.89	1.92	0.0069 2	5.0	6.36	7.63
1.9	2.81	1.99	2.02	1.99	2.02	0.0061 2	5.6	7.025	8.43
2.0	3.141	2.1	2.12	2.1	2.12	0.0055 6	6.3	7.85	9.42
2.12	3.529	2.21	2.24	2.22	2.24	0.0049 5	7.0	8.82	10.56
2.24	4.011	2.34	2.46	2.34	2.46	0.0044 5	8.02	10.02	12.03
2.36	4.374	2.46	2.48	2.36	2.48	0.0047 7	8.75	10.93	13.11
2.5	4.921	2.6	2.63	2.6	2.62	0.0039 9	9.85	12.3	14.7

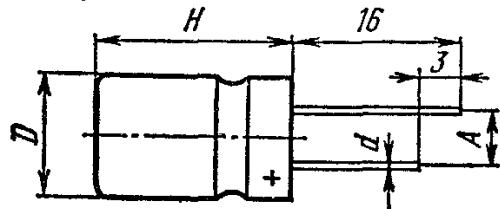
Параметры полупроводниковых диодов

Тип прибора	$U_{\text{обр}} \text{ max, В}$ $U_{\text{обр}}^* \text{ и max, В}$	$I_{\text{пр}} \text{ max, мА}$ $I_{np}^* \text{ и max, мА}$	$f_{\text{д}} \text{ max, кГц}$	$U_{\text{пр, не более}}$ (при $I_{\text{пр, мА}}$)	$I_{\text{обр, мкА}}$ не более (при $U_{\text{обр, В}}$)
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	$U_{\text{обр}} \text{ max, В}$ $U_{\text{обр}}^* \text{ и max, В}$	$I_{\text{пр}} \text{ max, мА}$ $I_{\text{пр}}^* \text{ и max, мА}$	$f_{\text{д}} \text{ max, кГц}$	$U_{\text{пр}}, \text{ В}$ не более (при $I_{\text{пр}}, \text{ мА}$)	$I_{\text{обр}}, \text{ мкА}$ не более (при $U_{\text{обр}}, \text{ В}$)
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
проводопечными выводами)*

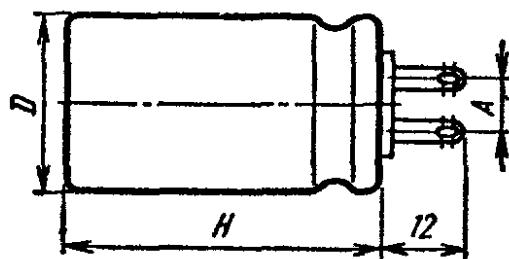
**K50-6, K50-16**

Номинальное напряжение, В	Номинальная 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			5,5
	500	18	18	7,5	0,8	8,5
10	10	6	13	2,5	0,5	0,8
	20	7,5				1,4
	50	10,5	15	5		2,5
	100	12	16	5	0,5	4
	200	16	18			6,5
	500	18	25	7,5	0,8	12
	1000	40				25
16	1	4		2	0,5	0,6
	5	6	13			0,8
	10			2,5		1,4
	20	7,5				3,5
	30					4,5
	50	10,5		5,0		6,5
	100	12	18			12
	200	16				35
25	500	18	25	7,5	0,8	
	1000	21	45			
	1	4		2	0,5	0,6
	5	7,5	13			1,4
	10			2,5		2,5
	20	10,5	15	5,0		

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	15			2,5		
	20	12	16	5	0,8	4		
	50	18	18	7,5		8,5		
	100		25			12		
	200		45			25		
100	1 2	6	13	2,5	0,5	0,8 1,2		
	5	7,5	18			2		
	10 20	12 14	5	0,8	4,5 5,5			
	1 2	6 7,5	18	2,5	0,5	1,2 2		
	5	12		5		4,5		
160	10 20	14 18		5 7,5	0,8	6 8,5		
6,3	20	4	13	2	0,5	0,6		
	30	6		2,5		0,8		
	50	7,5				1,7		
	100	15	5	0,5	2,3			
	200	10,5			13	4		
	500	12			16			
10	10	4	13	2	0,5	0,6		
	20	6		2,5		0,8		
	30							
	50	10,5	18	5	0,5	1,2		
	100		13			2,3		
	200		15			2,5		
	500	12	18			4,5		
	2000	18	26	7,5	0,8	12		

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 $T=25^{\circ}\text{C}$						$T_{\text{k,max}} (T_n)$ $^{\circ}\text{C}$	
	$U_{\text{см.ном.}}$ B	$I_{\text{см.ном.}}$ mA	$P_{\text{макс.}}$ mBt	$U_{\text{см.}}$		$r_{\text{см.}}$ Om	$a_{\text{см.}}$ $10^{-2} \%/{ }^{\circ}\text{C}$	$I_{\text{см.}}$			
				мин B	max B			мин mA	max 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	Пределные 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		
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

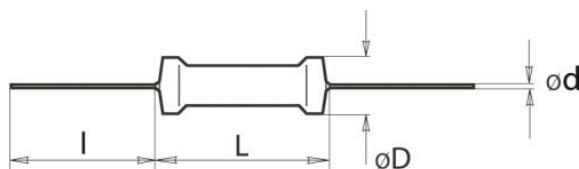
Наименование	тип	U _{кб0(и)} , В	U _{кэ0(и)} , В	I _{кmax(и)} , мА	P _{кmax(т)} , Вт	h ₂₁₃	I _{кб0} , мкА	f _{гр.} , МГц
KT501А	<i>p-n-p</i>	15	15	300(500)	0.35	20-60	≤1	≥5
KT501Б		15	15	300(500)	0.35	40-120	≤1	≥5
KT501В		15	15	300(500)	0.35	80-240	≤1	≥5
KT501Г		30	30	300(500)	0.35	20-60	≤1	≥5
KT501Д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

<u>KT809A</u>		400	400	3000 (5000)	(40)	15-100	\leq_{3000}	$\geq_{5.1}$
<u>KT812A</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>KT812B</u>		300	300	8000 (12000)	(50)	\geq_{10}	\leq_{5000}	\geq_3
<u>KT814A</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>KT814B</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>KT815A</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>KT815B</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 ± 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 ± 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 × 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

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	%	±1,0; ±2,0
	по ряду Е24		±5,0; ±10
Диапазон рабочих температур		°C	от минус 60 до + 200
Срок сохраняемости		лет	25

Приложение 8

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	K _{нест.} тока макс. %/А
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

3. МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО САМОСТОЯТЕЛЬНОМУ ИЗУЧЕНИЮ ВОПРОСОВ

3.1 Источники постоянного тока

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности.

Метод узловых потенциалов

В основе метода - первый закон Кирхгофа.

Как связан закон относительно токов узла и потенциал данного узла. Рассмотрим такой пример: части электрической цепи, состоящей из трех ветвей. Запишем уравнение для узла.

$$-I_1 + I_2 + I_3 = 0$$

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{E_1 + U_{bc}}{R_1 + r_{01}} = \frac{E_1 + \varphi_b - \varphi_c}{R_1 + r_{01}} = E_1 \cdot G_1 + \varphi_b \cdot G_1 - \varphi_c \cdot G_1 \\ I_2 &= \frac{U_{cd}}{R_2} = \frac{\varphi_c - \varphi_d}{R_2} = \varphi_c \cdot G_2 - \varphi_d \cdot G_2, \\ I_3 &= \frac{E_3 + U_{ca}}{R_3} = \frac{E_3 + \varphi_c - \varphi_a}{R_3} = E_3 \cdot G_3 + \varphi_c \cdot G_3 - \varphi_a \cdot G_3 \end{aligned}$$

Подставим полученные выражения токов в первое уравнение:

$$-E_1 \cdot G_1 - \varphi_b \cdot G_1 + \varphi_c \cdot G_1 + \varphi_c \cdot G_2 - \varphi_d \cdot G_2 + E_3 \cdot G_3 + \varphi_c \cdot G_3 - \varphi_a \cdot G_3 = 0$$

,

Сгруппируем уравнение:

$$\varphi_c \cdot (G_1 + G_2 + G_3) - \varphi_b \cdot G_1 - \varphi_d \cdot G_2 - \varphi_a \cdot G_3 = E_1 \cdot G_1 - E_3 \cdot G_2$$

Применяется при расчете цепи, которая содержит параллельно соединенные ветви

Порядок расчета.

Примем потенциал узла d равным нулю. Для определения потенциалов остальных узлов запишем систему уравнений:

$$\begin{aligned} \varphi_a \cdot (G_6 + G_3 + G_5) - \varphi_b \cdot G_6 - \varphi_c \cdot G_3 &= E_3 \cdot G_3, \\ -\varphi_a \cdot G_6 + \varphi_b \cdot (G_6 + G_1 + G_4) - \varphi_c \cdot G_1 &= -E_1 \cdot G_1, \\ -\varphi_a \cdot G_3 - \varphi_b \cdot G_1 + \varphi_c \cdot (G_1 + G_2 + G_3) &= E_1 \cdot G_1 - E_3 \cdot G_3 \end{aligned}$$

Выразим токи в ветвях по закону Ома:

$$I_4 = \frac{\varphi_d - \varphi_b}{R_4} = \frac{-\varphi_b}{R_4}, \quad I_5 = \frac{\varphi_d - \varphi_a}{R_5} = \frac{-\varphi_a}{R_5}, \quad I_6 = \frac{\varphi_b - \varphi_a}{R_6}$$

Метод двух узлов

Рассмотрим частный случай метода узловых потенциалов – метод двух узлов.

$$U_{ab} = \varphi_a - \varphi_b = \varphi_a$$

Метод контурных токов

Метод основан на втором законе Кирхгофа. Вводят такое понятие как контурный ток – ток, протекающий во всех ветвях, образующих данный контур. Количество уравнений при этом сокращается. Представим токи в ветвях через контурные.

$$\begin{aligned} I_{k1} \cdot (R_3 + R_1 + r_{01} + R_6) - I_{k2} \cdot R_3 - I_{k3} \cdot R_6 &= E_1 + E_3 \\ -I_{k1} \cdot R_3 + I_{k2} \cdot (R_5 + R_3 + R_2) - I_{k3} \cdot R_5 &= -E_3 \\ -I_{k1} \cdot R_6 - I_{k2} \cdot R_5 + I_{k3} \cdot (R_6 + R_4 + R_5) &= 0 \end{aligned}$$

Метод эквивалентных преобразований

Преобразования считаются эквивалентными, если токораспределение в не преобразованной части схемы не изменилось.

$$\begin{aligned} I_1 \cdot (R_1 + R_{\text{экв}}) &= E_1 \pm E_{\text{экв}} \\ I_1 &= \frac{E_1 \pm E_{\text{экв}}}{(R_1 + R_{\text{экв}})} \end{aligned}$$

Перерисуем схему для удобства чтения. Четвертая, пятая и шестая ветви образуют пассивный треугольник сопротивлений, который преобразуем в эквивалентную звезду. Сопротивления лучей звезды определяются:

$$R_{45} = \frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5 + R_6}; \quad R_{46} = \frac{R_4 \cdot R_6}{R_4 + R_5 + R_6}; \quad R_{56} = \frac{R_5 \cdot R_6}{R_4 + R_5 + R_6}.$$

Так как два узла не образуют узла, то в результате преобразования схемы получили параллельное соединение двух ветвей. Преобразуем его и определим параметры эквивалентных элементов:

$$R_{\text{экв}} = \frac{(R_2 + R_{45}) \cdot (R_3 + R_{56})}{R_2 + R_{45} + R_3 + R_{56}}, \quad E_{\text{экв}} = \frac{\frac{E_3}{(R_3 + R_{56})}}{\frac{1}{(R_2 + R_{45})} + \frac{1}{(R_3 + R_{56})}}.$$

Ток первой ветви определиться:

$$I_1 = \frac{E_1 + E_3}{R_1 + r_{01} + R_{\text{экв}} + R_{46}}.$$

3.2 Расчет магнитных цепей

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности.

Вокруг проводника, по которому проходит электрический ток, возбуждается магнитное поле. Рассмотрим пример, если перпендикулярно к проводнику поместить плексиглас с металлическими опилками, то под воздействием магнитного поля проводника опилки расположатся по концентрическим окружностям. Таким образом, можно сказать, что в магнитном поле действуют магнитные силы, а ток возбуждает магнитное поле благодаря своей намагничивающей силе или магнитодвижущей силе.

Для наглядности, пространство, где находится магнитное поле, можно представить заполненным силовыми линиями. Направление силовых линий определяется по правилу правоходового винта (правило буравчика).

Магнитодвижущая сила (МДС) создает в каждой точке поля определенную напряженность \vec{H} , измеряемую в [А/м]. Напряженность характеризует интенсивность МП, но не учитывает влияния среды, в котором оно находится.

В вакууме и неферромагнитной среде величина напряженности определяется выражением:

$$H = \frac{B}{\mu_0},$$

где B - магнитная индукция, [Тл];

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [Гн/м] - магнитная проницаемость вакуума.

Магнитная индукция величина векторная. Направление вектора магнитной индукции является касательной к силовым линиям МП в каждой их точке.

Посредством магнитных линий можно магнитную индукцию выразить числом линий, проходящих через площадку, равную единице поверхности, поставленную перпендикулярно направлению силовых линий поля.

Поток вектора магнитной индукции сквозь какую-либо поверхность площадью S называется магнитным потоком

$$\Phi = \int_S B dS, \quad [\text{Вб}].$$

Характеристики ферромагнитных материалов.

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности.

Для использования явления ЭМИ в рабочем объеме ЭТУ создается магнитный поток заданной конфигурации и интенсивности. Причем задачу усиления МП и придания ему необходимой конфигурации можно решить, используя магнитные материалы с различными свойствами и геометрическими размерами.

Все магнитные материалы подразделяются на диамагнетики, относительная магнитная проницаемость которых меньше 1, парамагнетики и ферромагнетики, к последним относятся: железо, никель, кобальт и их сплавы.

Если в магнитное поле, например в поле катушки, поместить стержень из ферромагнитного материала, то его магнитные свойства усиливаются: на конце стержня, из которого поток выходит, возникает северный полюс, другой полюс стержня является южным. Намагниченный стержень, удаленный из магнитного поля, в некоторой степени сохраняет свои магнитные свойства, называемые остаточным намагничиванием. Оно особенно сильно выражено у ферромагнетиков, и незначительно у пара- и диамагнетиков. Для электротехнических расчетов имеет значение, что отношение магнитной индукции к напряженности магнитного поля для ферромагнетиков, называемое магнитной проницаемостью материала сердечника μ , имеет большое значение и непостоянно.

$$\mu = \frac{B}{H}$$

Таким образом, зависимость $B = f(H)$ у ферромагнетиков не может быть выражена аналитически, а может быть представлена графической или табличной зависимостью. Рассмотрим пример кривой намагничивания Листовой стали Э4. Нижняя ветвь кривой соответствует ненасыщенному состоянию стали, в этой части зависимость практически линейна. Затем вследствие явления магнитного насыщения имеет место перегиб кривой, так называемое колено кривой намагничивания. В условиях, соответствующих части кривой, лежащей выше этого колена, ферромагнетик насыщен, т.е. магнитная индукция увеличивается незначительно при значительном увеличении напряженности.

Если требуется, чтобы колебания тока намагничивания мало влияли на магнитный поток, то выбирается индукция соответствующая условиям насыщения (генераторы постоянного тока параллельного возбуждения), если же нужно, чтобы индукция или магнитный поток изменились пропорционально току намагничивания, то выбирают индукцию, соответствующую нижней части кривой (в приборах автоматического управления, измерительных приборах).

Данные кривой намагничивания получают экспериментально по образцу материала.

В рабочих же условиях магнитная индукция ферромагнетика определяется не только данной напряженностью поля, но и предыдущим магнитным состоянием, что является следствием магнитного гистерезиса. При первоначальном намагничивании сердечника кривая намагничивания возрастает от нулевого значения по кривой. Затем, при уменьшении намагничающего тока, магнитная индукция уменьшается, но ни по кривой первоначального намагничивания, а по кривой, лежащей несколько выше. При напряженности магнитного поля, равной нулю, в сердечнике сохраняется некоторая остаточная индукция B_0 . Чтобы полностью размагнитить сердечник, необходима напряженность поля обратного направления H_c , называемая коэрцитивной силой, для возбуждения которой, по катушке нужно пропустить ток обратного направления. Дальнейшее увеличение напряженности приводит к возникновению магнитной индукции обратного направления. Если уменьшать намагничающий ток, то магнитная индукция будет уменьшаться по кривой расположенной ниже оси абсцисс, но такой же по форме, что и кривая убывания индукции при положительно направлении напряженности магнитного поля. Эта кривая намагничивания при циклическом перемагничивании сердечника называется петлей гистерезиса. В условиях такого циклического перемагничивания работают якоря машин постоянного тока и сердечники машин и аппаратов машин переменного тока.

Площадь петли гистерезиса пропорциональна затрате энергии на один цикл перемагничивания единицы объема ферромагнетика. Чтобы уменьшить потери энергии на гистерезис, в машинах с циклическим перемагничиванием ферромагнетика используют материалы с узкой петлей гистерезиса. К таким материалам относится электротехническая сталь.

Также к магнитным потерям относят потери, связанные с вихревыми токами. Вихревыми называют электрические токи, возникающие вследствие электромагнитной индукции в проводящей среде (обычно в металле) при изменении пронизывающего ее магнитного потока. В качестве примера рассмотрим массивный цельный сердечник, на который поместим катушку с переменным током. Переменное магнитное поле индуцирует токи, которые замыкаются в самом сердечнике по плоскостям, перпендикулярным направлению магнитного потока, вызывают: во-первых, нагрев сердечника, во-вторых, вихревые токи обладают размагничивающим действием, т.е. их

собственное магнитное поле, уменьшает величину магнитного потока, их индуцирующего. Для уменьшения потерь от вихревых токов, можно либо увеличить сопротивление сердечника, либо уменьшить площадь контуров, охватываемых вихревыми токами. Для этого сердечник изготавливают не цельным, а сборным из штампованных, изолированных друг от друга изоляционным лаком листов электротехнической стали.

3.3 Переходные процессы

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности.

Проявления магнитного поля: механическое.

Рассмотрим магнитное поле, образованное постоянным магнитом. Направление силовых линий магнитного поля всегда от северного поля к южному. Вектор магнитной индукции, в каждой точке поля, всегда направлен от северного поля к южному. Если поместить в область действия поля проводник с током, то он испытывает со стороны внешнего для него поля механическую силу F , стремящуюся вытолкнуть его из области действия поля. Для определения направления этой силы служит правило левой руки: ладонь нужно поставить так, чтобы магнитные линии в нее входили, пальцы вытянуть по направлению тока вдоль проводника, отогнутый большой палец левой руки покажет направление действующей на проводник механической силы. Эта сила называется электромагнитной, так как она является следствием взаимодействия тока и магнитного поля.

Связь между током, магнитной индукцией и электромагнитной силой установил Ампер: электромагнитная сила прямо пропорциональна величине магнитной индукции, силе тока активной длине проводника и синусу угла между направлением поля и направлением тока.

$$F = B \cdot I \cdot l \cdot \sin \alpha, [\text{Н}]$$

Применим закон Ампера для расчета силы взаимодействия проводов двухпроводной линии. На расстоянии a от оси провода 1 напряженность магнитного поля, возбуждаемого током этого провода равна:

$$H = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot a},$$

следовательно, магнитная индукция поля

$$B = \mu_0 \cdot H = \mu_0 \cdot \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot a}$$

Силовые линии магнитного поля первого провода располагаются перпендикулярно току второго провода, следовательно, на второй провод действует электромагнитная сила:

$$F = \mu_0 \cdot \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot I \cdot l = \mu_0 \cdot \frac{l}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot I^2.$$

Такая же сила, но противоположная по направлению, создается воздействием поля второго проводника на провод 1. И та, и другая электромагнитные силы пропорциональны квадрату тока, поэтому при коротких замыканиях, когда токи увеличиваются в сотни раз, силы взаимодействия возрастают в десятки тысяч раз и могут нарушить механическую целостность устройства.

Механическое проявление магнитного поля используют во всех электродвигателях для получения вращающих моментов, в измерительных приборах, а также в подъемных электромагнитах и электромагнитных реле.

Проявления магнитного поля: электромагнитное

В проводнике, движущемся в магнитном поле, возбуждается электрическое поле, пропорциональное магнитной индукции и скорости движения проводника. В проводнике происходит смещение зарядов против направления сил электрического поля, как это имеет место внутри всякого источника электроэнергии. Следовательно, здесь действует ЭДС, называемая индуцированной. Если проводник движется под углом α к направлению магнитного поля, то величина ЭДС прямо пропорциональна скорости перемещения, длине проводника, магнитной индукции и синусу угла между направлением магнитного поля и направлению перемещения проводника:

$$E = -v \cdot B \cdot l \cdot \sin \alpha$$

Направление индуцированной ЭДС определяется по правилу правой руки. Если ладонь правой руки расположить так, чтобы силовые линии входили в нее, а большой палец направлен по направлению движения проводника, то вытянутые пальцы покажут направления действия индуцированной ЭДС.

Знак «-» в уравнении ЭДС выражает принцип Ленца, т.е. индуцированная ЭДС стремится противодействовать причине, ее вызывающей.

Если замкнуть проводник на сопротивление и перемещать его со скоростью v , то индуцированная ЭДС вызовет в созданном контуре ток i . Взаимодействие, которого с магнитным полем создаст электромагнитную силу, противодействующую движению проводника, т.е. причине, возбуждающей ЭДС.

Закон электромагнитной индукции может быть выражен другой формулой. Скорость движения проводника может быть выражена через путь dx , проходимый им за время dt , т.е.

$$v = \frac{dx}{dt}$$

Произведение магнитной индукции на площадь есть магнитный поток, пересеченный проводником за время dt , следовательно:

$$E = -\frac{B \cdot l \cdot dx}{dt} = -\frac{B \cdot dS}{dt} = -\frac{d\Phi}{dt}.$$

Индуктированная ЭДС равна скорости изменения магнитного потока.

В различных электромагнитных устройствах – трансформаторах, машинах измерительных приборах – магнитных поток пронизывает катушку устройства, сцепляясь с отдельными ее витками. Причем, этот поток может по-разному, сцепляясь с витками. Например, часть потока Φ_1 сцепляется со всеми витками одного диаметра, а другая часть потока Φ_2 пронизывает несколько витков большего диаметра. Как только катушка начнет перемещаться по отношению к потокам, или поток начнет изменяться во времени, так в каждом отдельном витке будет индуцироваться ЭДС, величина которой определится выражением:

$$e_0 = -\frac{d\Phi_e}{dt}$$

Так как катушка представляет собой последовательное соединение витков, то ЭДС всей катушки будет представлять собой сумму индуцированных ЭДС каждого отдельного витка

$$e_k = -\frac{d(\Phi_1 + \Phi_2 + \dots + \Phi_w)}{dt} \quad \Psi = (\Phi_1 + \Phi_2 + \dots + \Phi_w)$$

Величина в скобках является суммой магнитных потоков отдельных витков катушки, и называется потокосцеплением Ψ , измеряется как и магнитный поток в [Вб].

Если же магнитный поток пронизывает витки одинакового диаметра, то имеет место полное потокосцепление:

$$\Phi_1 = \Phi_2 = \dots = \Phi_w = \Phi, \quad \Psi = w \cdot \Phi.$$

Электродвижущая сила, индуцируемая в катушке при полном потокосцеплении, будет равна:

$$e_k = -w \frac{d\Psi}{dt}.$$

3.4 Трехфазные цепи

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности.

В 80-х годах XIX века талантливый русский инженер Доливо-Добровольский разработал систему трехфазного тока, изобрел трехфазный генератор, и трехфазный асинхронный двигатель. Он впервые осуществил передачу энергии трехфазным током на значительное для того времени расстояние. (170 км, 15 кВ)

Трехфазный ток имеет следующие преимущества:

- экономия до 25 % цветных металлов на сооружение линий электропередачи;
- возможность применения трехфазных асинхронных двигателей, простых по конструкции, удобных и надежных в эксплуатации;
- наличие двух эксплуатационных режимов напряжений.

Представим себе неподвижный кольцевой цилиндр из стали (статор), на внутренней стороне которого размещены три отдельные обмотки с одинаковым числом витков из изолированной проволоки. Плоскости обмоток располагают под углом 120° друг относительно друга. Начала обмоток обозначают буквами А, В и С, а концы Х, Y, Z.

Внутри статора поместим врачающийся электромагнит (ротор), обмотку которого будем питать постоянным током. При вращении ротора с помощью теплового или гидравлического двигателя его магнитные силовые линии будут пересекать проводники обмоток статора, вследствие чего в них, согласно закону электромагнитной индукции, будут индуцироваться ЭДС.

Симметричная система ЭДС

Так как магнитное поле ротора пересекает обмотки не одновременно, ЭДС обмоток достигают своего максимального значения также не одновременно. В обмотке В индуцированная ЭДС достигнет своего максимума тогда, когда ротор повернется на 1/3 оборота, т.е. ЭДС обмотки В отстает от ЭДС обмотки А на 1/3 периода или на 120°. Аналогично в обмотке С ЭДС достигает максимума, когда ротор повернется еще на 1/3 оборота, а значит, ЭДС этой обмотки отстает от ЭДС обмотки В на 1/3 периода, а от ЭДС обмотки А на 2/3 периода. При синусоидальном изменении магнитной индукции в воздушном зазоре генератора, индуцированные ЭДС также будут изменяться по закону синуса. Поэтому ЭДС могут быть представлены тремя синусоидами, смещенными друг относительно друга на угол 120° по фазе или на 1/3 периода по времени.

Поскольку конструкция трех обмоток имеют одинаковую конструкцию, т.е. количество витков, диаметр провода, расстояние между витками, то амплитудные значения ЭДС будут одинаковы и представлять собой симметричную систему ЭДС, которую можно аналитически представить выражениями для мгновенных значений:

$$\begin{aligned} e_A &= E_m \sin \omega t; \\ e_B &= E_m \sin(\omega t - 120^\circ); \\ e_C &= E_m \sin(\omega t - 240^\circ) = E_m \sin(\omega t + 120^\circ), \end{aligned}$$

или графиками мгновенных значений. Основное уравнение симметричной системы ЭДС - сумма мгновенных значений ЭДС в любой момент времени равна нулю:

$$e_A + e_B + e_C = 0.$$

По выражениям для мгновенных значений запишем комплексы действующих значений ЭДС. Представим симметричную систему ЭДС векторами на комплексной плоскости. Комплексная плоскость при этом повернута на 90° и чаще всего не изображается. Таким образом, вектор действующего значения ЭДС обмотки А располагается вертикально вверх, вектор действующего значения ЭДС обмотки В повернута на угол 120° по часовой стрелке, относительно вектора \dot{E}_A . И, соответственно, вектор действующего значения ЭДС \dot{E}_C повернут на угол 120° в направлении против хода часовой стрелки.

Способы соединения фаз генератора и нагрузки.

Представляет собой совокупность трех одинаковых по амплитуде и частоте источника, ЭДС которых сдвинута друг относительно друга на угол 120 градусов.

Если соединить три конца обмоток генератора в одну общую точку, то получится соединение звездой, при этом условимся считать положительными направления ЭДС и токов в обмотках, если они будут направлены от концов к началам обмоток, общую точку называют нейтралью.

Совокупность источника ЭДС, нагрузки и соединяющих их проводов называют фазой. Таким образом, термин «фаза» в электротехнике обозначает в одних случаях аргумент синуса ($\omega t + \psi$), а в других случаях – одну из обмоток трехфазного генератора или потребитель. Провода, соединяющие фазы генератора с фазами нагрузки называют линейными, а протекающие в них токи – линейными. Провод, соединяющий нейтрали генератора и нагрузки, называется нейтральным или нулевым, и, соответственно, ток в

нем – током нейтрали. Токи протекающие в фазах нагрузки или генератора называют фазными.

Напряжения между началом и концом каждой фазы называют *фазными* и обозначают буквами: U_A, U_B, U_C - генератора и U_a, U_b, U_c - нагрузки.

Если активным сопротивлением обмоток пренебречь, то фазные напряжения генератора будут равны фазным ЭДС:

$$\begin{aligned}\dot{U}_A &= \dot{E}_A = E; \\ \dot{U}_B &= \dot{E}_B = E \cdot e^{-j120^\circ}; \\ \dot{U}_C &= \dot{E}_C = E \cdot e^{j120^\circ}.\end{aligned}$$

Напряжения между линейными проводами называют линейными: $U_{AB}, U_{BC}, U_{CA}, U_{ab}, U_{ba}, U_{ca}$.

Построение векторной диаграммы напряжений в ТФЦ начинают с построения векторов фазных напряжений генератора. Получить векторы линейных напряжений можно геометрическим вычитанием векторов фазных напряжений, т.е. соединив концы векторов фазных напряжений, получим векторы линейных напряжений, причем, этот вектор будет направлен от конца вычитаемого вектора к концу уменьшаемого.

$$\dot{U}_{AB} = \dot{\phi}_A - \dot{\phi}_B = \dot{U}_A - \dot{U}_B$$

Рассмотрим соотношение между фазными и линейными напряжениями. Рассмотрим треугольник, образованный векторами фазных напряжений фазы В и С и вектором линейного напряжения \dot{U}_{BC} . Опустим перпендикуляр из начала координат на вектор линейного напряжения, который разделит вектор на две равные части. Угол сдвига между векторами равен 120° , тогда угол между вектором фазного напряжения и отрезком NM будет равен 60° . Определим длину отрезка MB:

$$\frac{U_{\text{л}}}{2} = U_\phi \cdot \sin 60^\circ = U_\phi \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad \text{Тогда } U_{\text{л}} = U_\phi \sqrt{3}$$

Линейное напряжение в $\sqrt{3}$ раз больше фазного.

Запишем комплексы действующих значений линейных напряжений генератора:

$$\begin{aligned}\dot{U}_{AB} &= U_{\text{л}} \cdot e^{j30^\circ}; \\ \dot{U}_{BC} &= U_{\text{л}} \cdot e^{-j90^\circ};\end{aligned}$$

$$\dot{U}_{CA} = U_{\text{Л}} \cdot e^{j150^\circ}$$

Методика расчета цепи трехфазного переменного тока при соединении нагрузки треугольником, звездой с нейтральным проводом, звездой без нейтрального провода

Рассмотрим ТФЦ с нейтральным проводом. Если сопротивлением линейных проводов и нейтрального провода пренебречь, то фазные напряжения генератора и нагрузки равны:

$$U_{\Phi\Gamma} = U_{\Phi\text{Н}}; \quad \dot{U}_A = \dot{U}_a; \quad \dot{U}_B = \dot{U}_b; \quad \dot{U}_C = \dot{U}_c$$

Нулевой провод служит для выравнивания фазных напряжений нагрузки.

Расчет такой цепи сводится к расчету токов. В такой ТФ цепи только два узла – нейтраль генератора и нейтраль нагрузки, следовательно, ток, протекающий в фазе генератора и нагрузки, а также в линейном проводе имеет одно и тоже значение. Таким образом, в цепи, при соединении фаз генератора и нагрузки звездой, фазные токи равны линейным. Линейные токи определяются по закону Ома:

$$\dot{I}_{\Phi} = \dot{I}_{\text{Л}}; \quad \dot{I}_A = \frac{\dot{U}_A}{Z_a}; \quad \dot{I}_B = \frac{\dot{U}_B}{Z_b}; \quad \dot{I}_C = \frac{\dot{U}_C}{Z_c}$$

Ток нейтрального провода определяется по первому закону Кирхгофа:

$$\dot{I}_N = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C.$$

Векторная диаграмма напряжений и токов в трехфазной четырехпроводной цепи. Построим векторы фазных напряжений генератора и векторы линейных токов. Просуммируем векторы токов, используя правило параллелограмма, и получим вектор тока нейтрального провода.

Если комплексные сопротивления всех фаз нагрузки равны (равны активные и реактивные составляющие), нагрузка считается симметричной.

$$Z_a = Z_b = Z_c$$

В случае симметричной нагрузки линейные токи равны, и представляют собой симметричную систему токов (угол сдвига фаз между токами равен 120°), тогда комплекс тока в нейтральном проводе равен нулю.

$$\dot{I}_A = \dot{I}_B = \dot{I}_C; \quad \dot{I}_N = 0.$$

Расчет трехпроводной ТФЦ при соединении звездой

Рассмотрим трехпроводную ТФЦ, в которой отсутствует нейтральный провод. В такой цепи фазные напряжения нагрузки не равны фазным напряжениям генератора, вследствие возникновения напряжения смещения нейтрали. Напряжение смещения

нейтрали определяется по методу двух узлов. Запишем уравнение по второму закону Кирхгофа для контура, образованного фазными напряжениями генератора, нагрузки и напряжением смещения нейтрали. Тогда фазные напряжения нагрузки можно определить, как разность фазного напряжения генератора и напряжения смещения нейтрали для каждой фазы соответственно.

Строится симметричная система векторов фазных напряжений генератора. Затем строим вектор напряжения смещения нейтрали, соединив конец этого вектора с концами векторов фазных напряжений генератора, получим векторы фазных напряжений нагрузки.

В трехпроводной цепи, также, как и в четырехпроводной, фазные и линейные токи равны, и определяются по закону Ома. Согласно первому закону Кирхгофа, геометрическая сумма векторов линейных токов равна нулю.

При симметричной нагрузке, напряжение смещения нейтрали равно нулю. Следовательно, фазные напряжения генератора и нагрузки равны, а линейные токи равны по величине, и представляют собой симметричную систему. Таким образом, симметричный режим трехпроводной и четырехпроводной цепи одинаков. В случае, когда гарантирована симметричная нагрузка целесообразнее использовать только три провода, как, например, в высоковольтных линиях электропередач.

Расчет ТФЦ при соединении нагрузки треугольником

Если конец первой фазы нагрузки соединить с началом второй фазы, конец второй фазы соединить с началом третьей, а конец третьей соединить с началом первой, то получится соединение треугольник. Таким образом, три фазы нагрузки образуют замкнутый контур. Если сопротивлениями линейных проводов пренебречь, то можно считать, что потенциалы точек А, В, С (начала фаз генератора) равны потенциалам точек а, в и с (начала фаз нагрузки).

$$\dot{\phi}_A = \dot{\phi}_a; \quad \dot{\phi}_B = \dot{\phi}_b; \quad \dot{\phi}_C = \dot{\phi}_c$$

Тогда линейные напряжения генератора, представляющие собой разность соответствующих потенциалов равны линейным напряжениям нагрузки:

$$\dot{U}_{AB} = \dot{\phi}_A - \dot{\phi}_B = \dot{U}_{ab};$$

$$\dot{U}_{BC} = \dot{\phi}_B - \dot{\phi}_C = \dot{U}_{bc};$$

$$\dot{U}_{CA} = \dot{\phi}_C - \dot{\phi}_A = \dot{U}_{ca};$$

$$\dot{U}_{\text{ЛГ}} = \dot{U}_{\text{ЛН}};$$

Напряжения, между началами и концами одной фазы и напряжения между линейными проводами одинаковы, т.е. в нагрузке, соединенной треугольником, один уровень напряжений.

$$U_{\Phi H} = U_{LH},$$

но, в отличие от нагрузки, соединенной по схеме звезда, два уровня токов, токи в фазах нагрузки и, токи в линейных проводах.

$$\dot{I}_L \neq \dot{I}_{\Phi}$$

Расчет такой цепи сводится к определению шести токов. При известном фазном, или линейном, напряжении генератора, можно определить напряжения на фазах нагрузки. Фазные токи рассчитываются по закону Ома:

$$\dot{I}_{ab} = \frac{\dot{U}_{AB}}{\underline{Z}_{ab}}, \quad \dot{I}_{bc} = \frac{\dot{U}_{BC}}{\underline{Z}_{bc}}, \quad \dot{I}_{ca} = \frac{\dot{U}_{CA}}{\underline{Z}_{ca}}.$$

Для определения соотношения между линейными и фазными токами, запишем уравнения по первому закону Кирхгофа для комплексов действующих значений токов в узловых точках приемника:

$$\dot{I}_A + \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{ab} = 0 \quad \dot{I}_A = \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{ca};$$

$$\dot{I}_B + \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{bc} = 0 \quad \dot{I}_B = \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab};$$

$$\dot{I}_C + \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ca} = 0 \quad \dot{I}_C = \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{bc}.$$

Из уравнений следует, что:

- каждый линейный ток равен геометрической разности фазных токов;
- уменьшающим является фазный ток, имеющий одинаковое положительное направление с линейным;
- при любых значениях фазных токов геометрическая сумма линейных токов равна нулю.

$$\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0$$

Векторная диаграмма.

При симметричной нагрузке

$$\underline{Z}_{ab} = \underline{Z}_{bc} = \underline{Z}_{ca}$$

фазные и линейные токи равны по величине и сдвинуты друг относительно друга на угол 120^0 , т.е. представляют собой симметричную систему фазных и линейных токов:

$$\dot{I}_{ab} = I_\Phi \cdot e^{j\psi}; \quad \dot{I}_{bc} = I_\Phi \cdot e^{j\psi} \cdot e^{-j120^\circ} = \dot{I}_{ab} \cdot e^{-j120^\circ};$$

$$\dot{I}_{ca} = I_\Phi \cdot e^{j\psi} \cdot e^{j120^\circ} = \dot{I}_{ab} \cdot e^{j120^\circ}.$$

$$\dot{I}_A = I_\Pi \cdot e^{j\psi}; \quad \dot{I}_B = I_\Pi \cdot e^{j\psi} \cdot e^{-j120^\circ} = \dot{I}_A \cdot e^{-j120^\circ};$$

$$\dot{I}_C = I_\Pi \cdot e^{j\psi} \cdot e^{j120^\circ} = \dot{I}_A \cdot e^{j120^\circ}.$$

Векторная диаграмма.

Соотношение между фазными и линейными токами. Рассмотрим треугольник, образованный вектором линейного тока и векторами фазных токов. Биссектриса угла делит вектор линейного напряжения на две равные части, таким образом:

$$\frac{I_\Pi}{2} = I_\Phi \cdot \cos 30^\circ = I_\Phi \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}.$$

3.5 Короткое замыкание и обрыв провода в ТФЦ

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности.

Установившиеся процессы в линейных электрических цепях, т. е. такие процессы, при которых напряжения и токи либо неизменны во времени (цепи постоянного тока), либо представляют собой периодические функции времени (цепи переменного тока).

Наступлению установившегося процесса, отличного от первоначального режима работы цепи, предшествует, как правило, переходный процесс, при котором напряжения и токи изменяются непериодически.

Переход от одного режима работы цепи к другому может быть вызван - изменением параметров или схемы цепи, называемым в общем случае в электротехнике коммутацией:

Можно теоретически считать, что коммутация цепи производится мгновенно, - т. е. на включение, выключение или переключение цепи время не расходуется. Тем не менее переход от исходного режима работы цепи к последующему установившемуся процессу происходит не мгновенно, а в течение некоторого времени. Объясняется это тем, что каждому состоянию цепи соответствует определенный запас энергии электрических и магнитных полей. Переход к новому режиму связан с нарастанием или убыванием

энергии этих полей. Энергия $w_L = \frac{Li^2}{2}$, запасаемая в магнитном поле индуктивности L,

и энергия $w_C = \frac{Cu_C^2}{2}$, запасаемая в электрическом поле емкости C, не могут изменяться

мгновенно: энергия может изменяться непрерывно, без скачков, так как в противном случае мощность, равная, производной энергии по времени, достигала бы бесконечных значений, что физически невозможно. Именно поэтому, например, в случае размыкания ветви с индуктивной катушкой в месте размыкания неизбежно возникает искра, в сопротивлении которой расходуется энергия, накопленная в магнитном поле индуктивной катушки. Аналогично если замкнуть накоротко зажимы конденсатора, который был предварительно заряжен, то запасенная в нем электрическая энергия рассеется в сопротивлении соединяющего провода и между контактами.

Если исключить случаи размыкания индуктивности и замыкания накоротко емкости и рассматривать цепи, в которых энергия, накапливаемая в магнитном или электрическом поле, может рассеиваться в виде тепла в сопротивлениях, то, считая, что коммутация происходит мгновенно, можно искрообразование не учитывать.

Для завершения переходного и наступления установившегося процессов теоретически требуется бесконечно большое время. Практически, однако, время переходного процесса определяется малым интервалом, по истечении которого токи и напряжения настолько приближаются к установившимся значениям, что разница оказывается практически неощутимой. Чем интенсивнее происходит рассеивание энергии в сопротивлениях, тем быстрее протекает переходный процесс.

Если бы электрическая цепь состояла только из сопротивлений, и не содержала индуктивностей и емкостей, то переход от одного установившегося состояния к другому совершился бы мгновенно, без затраты времени. В реальных электротехнических устройствах тепловые потери, обусловленные током, магнитные и электрические поля сопутствуют друг другу. Применяя специальные схемы и подбирая соответствующие параметры цепи, можно в зависимости от необходимости ускорить или замедлить переходный процесс.

В одних случаях переходные процессы в электрических цепях нежелательны и опасны (например, при коротких замыканиях в энергетических системах). В других случаях переходный процесс представляет собой естественный, нормальный режим работы цепи, как это, например, имеет место в радиопередающих и радиоприемных устройствах, системах автоматического регулирования и других цепях.

Существуют различные методы расчета переходных процессов в линейных электрических цепях. Настоящая глава посвящена классическому методу решения дифференциальных уравнений, описывающих переходные процессы.

При расчете переходных процессов классическим методом составляют систему интегродифференциальных уравнений цепи, используя для этого законы Кирхгофа и уравнения для отдельных элементов:

$$u_r = ri_r; \quad u_L = L di_L/dt; \quad i_c = C du_c/dt$$

Затем эту систему уравнений путем замены переменных сводят к дифференциальному уравнению n -го порядка относительно искомой величины, в качестве которой обычно используют одну из переменных состояния, т. е. тока в любой индуктивности или напряжения на одной из емкостей. Общее решение полученного линейного дифференциального уравнения ищут в виде суммы двух членов:

$$i_L = i_{L_{\text{св}}} + i_{L_{\text{пр}}}$$

или

$$u_C = u_{C_{\text{св}}} + u_{C_{\text{пр}}}$$

где $i_{L_{\text{св}}}$, $u_{C_{\text{св}}}$ — соответствуют общим решениям однородных уравнений (т. е. без независимых источников энергии) и поэтому называются свободными составляющими тока в индуктивности или напряжения на емкости;

$i_{L_{\text{пр}}}$, $u_{C_{\text{пр}}}$ — соответствуют частным решениям неоднородных уравнений (т. е. уравнений с независимыми источниками энергии) и поэтому называются принужденными составляющими тока в индуктивности или напряжения на емкости.

Решения для свободных составляющих ищут в виде суммы n слагаемых:

$$i_{L_{\text{св}}} = \sum_{k=1}^n A_k e^{p_k t}$$

или

$$u_{C_{\text{св}}} = \sum_{k=1}^n B_k e^{p_k t},$$

где A_k и B_k — постоянные интегрирования однородных дифференциальных уравнений, которые определяются из начальных условий при помощи законов коммутации цепи;

p_k — корни соответствующих характеристических уравнений цепи, которые получают из дифференциальных уравнений путем замены производных операторами p_k .

Поскольку для линейных электрических цепей с потерями корни характеристических уравнений имеют отрицательные вещественные части, то с увеличением времени (

все свободные составляющие решений стремятся к нулю, т. е. затухают. Это связано с тем, что запасы энергии в реактивных элементах ограничены, и при наличии потерь в цепи они уменьшаются, стремясь к нулю при $t \rightarrow \infty$.

При этом в решениях остаются только принужденные составляющие, которые характеризуют установившийся режим после коммутации. Для определения принужденных составляющих рассматривают установившийся режим после коммутации (т.е при $t \rightarrow \infty$)

Таким образом, расчет переходных процессов классическим методом сводится к определению трех величин:

- постоянных интегрирования A_k и B_k
- корней характеристического уравнения p_k
- принужденных составляющих i_{Lpr} , или u_{Cpr}

Если система дифференциальных уравнений, которыми описывается переходной процесс в схеме, решается операционным методом, то и сам метод расчета переходного процесса также называется операционным или операторным.

Сущность операторного метода состоит в том, что на 1-ом этапе действительные функции времени $i(t)$, $u(t)$, называемые оригиналами, заменяются некоторыми новыми функциями $I(p), U(p)$, называемыми операторными изображениями. Соответствие между оригиналом функции $f(t)$ и ее операторным изображением $F(p)$ устанавливается на основе прямого преобразования интеграла Лапласа:

$$F(p) = \int_0^{\infty} f(t) \cdot e^{-pt} \cdot dt \quad \text{или} \quad F(p) \leftrightarrow f(t),$$

где \leftrightarrow - знак соответствия; $p = \delta + j\omega$ - комплексный оператор Лапласа.

Если $\delta=0$, то $p=j\omega$, и преобразование Лапласа превращается в преобразование Фурье, которое лежит в основе комплексного метода расчета цепей переменного тока.

Преобразование Лапласа позволяет заменить операции 2-го рода над оригиналами функций (дифференцирование и интегрирование) на операции 1-го рода (умножение и деление) над операторными изображениями этих функций.

Расчет переходных процессов операторным методом условно выполняется в 3 этапа.

На 1-м этапе расчета система дифференциальных уравнений, составленная по законам Кирхгофа для оригиналов функций, после применения преобразования Лапласа превращается в систему алгебраических уравнений для операторных изображений этих функций.

На 2-ом этапе выполняется решение системы алгебраических операторных уравнений относительно искомой функции, в результате чего получают выражение искомой функции в операторной форме $F(p)$.

На заключительном 3-м этапе выполняется обратный переход от найденного операторного решения для искомой функции $F(p)$ к соответствующей ей функции времени $f(t)$, т. е. Выполняется переход от изображения функции $F(p)$ к ее оригиналу $f(t)$.

Теоретически обратный переход от операторного изображения функции $F(p)$ к ее оригиналу $f(t)$ устанавливается на основе обратного преобразования Лапласа:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F(p) e^{pt} \cdot dp .$$

На практике для обратного перехода используются более простые и удобные методы, а именно: формула разложения и таблицы соответствия.

3.6 Трансформаторы

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности.

Трансформатором называется статический (без движущихся частей) электромагнитный аппарат, в котором переменный ток одного напряжения преобразуется в переменный ток другого уровня напряжения, той же частоты.

Различают силовые, измерительные, сварочные трансформаторы, а также автотрансформаторы.

Трансформатор простейшего типа состоит из ферромагнитного сердечника 1 и двух обмоток, связанных магнитной связью, исключение составляет автотрансформатор. Обмотка трансформатора, соединенная с источником электроэнергии 2, называется первичной, и, соответственно, первичными именуются все параметры этой обмотки: число витков w_1 ; подведенное напряжение U_1 ; ток I_1 .

Обмотка, к которой подключается нагрузка и, относящиеся к ней параметры, называется вторичной 3: w_2 ; U_2 ; I_2 .

В зависимости от системы тока различают однофазные и трехфазные трансформаторы. Рабочий процесс однофазного трансформатора аналогичен рабочему

процессу одной фазы трехфазного трансформатора. Поэтому, для удобства, принципа работы трансформатора будем рассматривать на примере однофазного.

Рассматривая катушку с ферромагнитным сердечником, мы выяснили, что при синусоидальном изменении напряжения U_1 , переменный ток I_1 первичной обмотки, возбуждает магнитный поток Φ , также синусоидальной формы. Последний индуцирует в первичной обмотке ЭДС самоиндукции E_1 , а во вторичной обмотке – ЭДС взаимоиндукции E_2 .

Величину индуцированных ЭДС можно определить, воспользовавшись уравнением трансформаторной ЭДС:

$$E_{\text{ВН}} = 4,44 \cdot f \cdot w_{\text{ВН}} \cdot \Phi_m;$$

$$E_{\text{НН}} = 4,44 \cdot f \cdot w_{\text{НН}} \cdot \Phi_m$$

Отношение величины ЭДС самоиндукции к величине ЭДС взаимоиндукции называется коэффициентом трансформации:

$$k = \frac{E_{\text{ВН}}}{E_{\text{НН}}} = \frac{4,44 \cdot f \cdot w_{\text{ВН}} \cdot \Phi_m}{4,44 \cdot f \cdot w_{\text{НН}} \cdot \Phi_m} = \frac{w_{\text{ВН}}}{w_{\text{НН}}}.$$

Коэффициент трансформации показывает во сколько раз напряжение обмотки ВН, больше напряжения обмотки НН, в режиме холостого хода.

Опыт холостого хода и короткого замыкания. Энергетическая диаграмма потерь. КПД.

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности

Испытательный режим, когда на ПО подается номинальное напряжение, а ВО разомкнута, и ее ток равен нулю $I_2 = 0$. В данном опыте измеряются напряжения ПО и ВО, ток ПО и активную мощность.

Ток ПО в этом режиме называется током ХХ и обозначается I_{10} , составляет 3-10 % от тока номинального режима, вследствие чего потерями в катушке можно пренебречь. Активная мощность, измеренная в этом режиме, составляет потери в стали магнитопровода. По показаниям вольтметров уточняют коэффициент трансформации.

Опыт ХХ обязателен при заводском испытании готового трансформатора, а также периодически проводят в период эксплуатации.

Следует различать режим короткого замыкания (аварийный режим), возникающий вследствие неправильной эксплуатации, при этом выделяется большое количество тепла,

что может привести к разрушению обмоток, и опыт короткого замыкания. Опыт, при котором вторичная обмотка замкнута на очень малое сопротивление.

Измеряют напряжение ПО U_{1K} , ток короткого замыкания ПО I_{1K3} и I_{2K3} ВО, а также мощность P_{K3} . Для проведения опыта напряжение ПО занижено до 5-10% от номинального значения. При этом ток первичной обмотки достигает номинального значения. Потери мощности в проводниках такие же, как и в нагруженном трансформаторе, а потери в стали незначительны. Таким образом, мощность, измеренная в режиме КЗ, затрачивается на электрические потери в проводниках обмоток.

Опыт короткого замыкания может служить также контрольным опытом для определения коэффициента трансформации

$$k = \frac{I_{2K3}}{I_{1K3}}$$

Энергетическая диаграмма потерь. КПД

Мощность P_1 , подведенная к первичной обмотке трансформатора, частично расходуется на нагревание проводников ПО, потери в магнитопроводе (потери в стали), и нагрев проводников ВО. Оставшаяся мощность P_2 передается от вторичной обмотки во внешнюю цепь. Мощность потерь в трансформаторе составляет лишь 1-2%. КПД трансформатора представляет отношение мощности, передаваемой во внешнюю цепь, к мощности, подведенной к трансформатору.

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - (P_{CT} + P_{металл})}{P_1}$$

Особенности трехфазных трансформаторов. Специальные трансформаторы.

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности

Для трансформирования трехфазной системы токов, возможно использовать три одинаковых однофазных трансформатора, что часто используют для трансформирования больших напряжений. Большинство трансформаторов малой и средней мощности выполняют трехфазными.

Представим себе три однофазных трансформатора, соединенных частью сердечника, другие же части сердечника остаются без изменения. Это соединение можно сравнить с трехфазной электрической цепью, с нулевым проводом, роль которого выполняет средний стержень. В случае симметричной нагрузки нулевой провод можно исключить, и заменить симметричный сердечник несимметричным. Стержни

несимметричного магнитопровода располагают в одной плоскости. Первичной или вторичной обмоткой называется совокупность трех фазных обмоток одного уровня напряжения. Зажимы трехфазного трансформатора должны размечаться в порядке чередования фаз: на стороне высшего напряжения зажимы маркируются прописными буквами, на стороне низшего напряжения – строчными буквами.

Основными способами соединения обмоток трехфазного трансформатора являются соединения по схеме звезды и о схеме треугольник. Наиболее простым и дешевым из них является соединение обеих обмоток трансформатора звездой. В этом случае каждая из обмоток и ее изоляция рассчитываются только на фазное напряжение.

Измерительные трансформаторы используются: во-первых, для изоляции измерительных приборов и аппаратов автоматической защиты от цепи высокого напряжения; во-вторых, для расширения пределов измерения измерительных приборов.

При непосредственном включении измерительных приборов в цепь высокого напряжения они были бы опасными при прикосновении. Во вторичных цепях измерительных трансформаторов напряжение не превышает 100 В, а связь с цепью высокого напряжения осуществляется только через магнитный поток в сердечнике. Кроме того, один зажим вторичной обмотки и корпус трансформатора заземляются, что делается на случай повреждения изоляции.

Применение измерительных трансформаторов дает возможность использование одних и тех же приборов со стандартными пределами измерений для измерения различных напряжений и токов.

Трансформаторы напряжения применяются для включения вольтметров, частотометров, и цепей напряжения измерительных приборов (ваттметров, счетчиков и фазометров). Схема включения показана на рисунке. Такой трансформатор конструктивно похож на силовой трансформатор. Его первичная обмотка, с большим числом витков, является обмоткой высшего напряжения, и включается параллельно как вольтметр в цепь. Вторичная обмотка, с меньшим числом витков, является обмоткой низшего напряжения, и замыкается на вольтметр или на обмотку напряжения ваттметра. Сопротивления измерительных приборов относительно велики (порядка тысяч Ом) $Z_V \rightarrow \infty$, вследствие чего трансформатор работает в режиме, близком к режиму ХХ ($I_1 \cdot Z_1 I_2 \cdot Z_2$), что позволяет считать напряжения равными индуцированным ЭДС ($U_1 = E_1, U_{20} = E_2$). Тогда вторичное напряжение, измеряемое вольтметром, связано с первичным постоянным соотношением, равным коэффициенту трансформации:

$$\frac{U_1}{U_{20}} = \frac{E_1}{E_2} = k \quad U_1 = k \cdot U_{20}.$$

Трансформаторы тока со стороны первичной обмотки включаются в линию, как амперметр, последовательно с контролируемым объектом, а его вторичная обмотка замыкается непосредственно на амперметр или цепи тока других измерительных приборов (например, токовую обмотку ваттметра). Все измерительные приборы включены последовательно, их суммарное сопротивление мало (приблизительно 2 Ом), поэтому трансформатор тока работает в условиях, близких к условиям опыта короткого замыкания силового трансформатора. Токи первичной и вторичной обмоток связаны постоянным соотношением, равным коэффициенту трансформации, следовательно, для определения первичного тока вторичный ток умножают на коэффициент трансформации:

$$I_1 = k \cdot I_2.$$

Автотрансформаторы

Автотрансформатор отличается от обычного трансформатора тем, что первичная обмотка имеет со вторичной обмоткой, кроме магнитной связи, электрическое соединение. Таким образом, вторичная обмотка является частью первичной. Автотрансформаторы могут быть с переменным коэффициентом трансформации, который можно изменить с помощью контактного устройства изменением числа витков вторичной обмотки.

Мощность автотрансформатора

$$S = S_{\mathcal{E}} + S_T$$

складывается из мощности, передаваемой электрическим путем

$$S_{\mathcal{E}} = U_2 \cdot I_1,$$

и трансформируемой мощности

$$S_T = U_2 \cdot (I_2 - I_1)$$

Размеры и вес автотрансформатора определяются трансформируемой мощностью.

$$S_T = U_2 \cdot (I_2 - I_1) = U_2 \cdot I_2 \cdot \left(1 - \frac{1}{k}\right).$$

Чем ближе коэффициент трансформации автотрансформатора к 1, тем меньше мощность трансформирования, а, следовательно, сечение магнитопровода. Поэтому автотрансформатор будет иметь меньшие потери в стали сердечника и в обмотках, чем силовой трансформатор той же мощности. Преимущества автотрансформатора

уменьшаются с увеличением коэффициента трансформации, вследствие чего автотрансформаторы используются лишь в тех случаях, где требуется сравнительно небольшое трансформирование – не более чем в 1,5-2 раза.

Сварочный трансформатор

Конструктивное отличие сварочного трансформатора от силового в том, что во вторичную обмотку последовательно включается дополнительная катушка (дроссель). Она представляет собой магнитопровод с обмоткой, сопротивление которой намного больше индуктивного сопротивления обмоток трансформатора. При разомкнутой цепи сварки напряжение между электродом и объектом равно напряжению холостого хода. При касании объекта электродом в цепи возникает ток короткого замыкания, зажигается дуга, но напряжение уменьшается, вследствие падения напряжения на дополнительной катушке. Плавным регулированием воздушного зазора магнитопровода регулируют ток сварки.

3.7 Асинхронные машины: устройство, назначение. Синхронные двигатели, синхронные генераторы. Машины постоянного тока

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности.

Асинхронные двигатели получили широкое распространение благодаря следующим достоинствам:

- простоте устройства;
- высокой надежности в эксплуатации;
- низкой стоимости.

С помощью асинхронных двигателей приводятся в движение подъемные краны, лебедки, лифты, эскалаторы, насосы, вентиляторы и другие механизмы.

К недостаткам асинхронных двигателей относятся:

- ток при пуске асинхронного двигателя в 5-7 раз превышает ток в номинальном режиме $I_n = (5\dots 7)I_h$;
- пусковой врачающий момент относительно момента в номинальном режиме мал $M_n = (1,2\dots 1,6)M_h$;
- затруднено регулирование скорости вращения ротора.

Конструкция, принцип работы в режиме двигателя. Основные характеристики асинхронного двигателя. Получение врачающегося магнитного поля

Основными конструктивными элементами асинхронного двигателя являются: статор и ротор.

Неподвижный литой корпус, внутри которого расположен, сборный из штампованных листов электротехнической стали, сердечник или магнитопровод. В пазы сердечника укладывается трехфазная статорная обмотка, равномерно распределенная по его окружности. Таким образом, каждая фаза занимает несколько пазов статора. Соединение обмотки статора осуществляется в коробке, в которую выведены начала фаз C_1 , C_2 , C_3 и концы фаз C_4 , C_5 , C_6

В АД обмотки статора, подобно первичной обмотке трансформатора, получают энергию от трехфазной сети и возбуждают вращающееся магнитное поле.

Короткозамкнутый ротор

Ротор АД – вращающаяся часть – состоит из стального вала, сборного сердечника ротора, на внешней поверхности которого в пазах размещается роторная обмотка, замкнутая накоротко или на пусковой реостат. Она не имеет электрического соединения с сетью или с обмоткой статора, токи в ней индуцируются вращающимся магнитным полем. Взаимодействие токов ротора с вращающимся магнитным полем статора вынуждает ротор вращаться по направлению поля.

Роторы асинхронных двигателей изготавливаются двух видов: короткозамкнутые и с контактными кольцами (100-200 кВт).

Обмотка короткозамкнутого ротора представляет собой цилиндическую клетку («беличье колесо») из медных шин или алюминиевых стержней, замкнутых накоротко на торцах двумя кольцами. Стержни этой обмотки вставляются без изоляции в пазы магнитопровода. Торцевые концы стержней замыкаются кольцами из такого же материала («беличье колесо»).

Применяется также способ заливки пазов магнитопровода ротора расплавленным алюминием с одновременной отливкой и замыкающих колец.

Такой ротор значительно дешевле и обслуживание двигателя проще.

Фазный ротор (с контактными кольцами)

Обмотка фазного ротора выполняется изолированным проводом. В большинстве случаев она трехфазная, с тем же числом катушек, что и обмотка статора. Три фазные обмотки ротора соединяются на самом роторе в звезду, а свободные концы их соединяются с тремя контактными кольцами, укрепленными на валу, но изолированными от него. На кольца наложены щетки, установленные в неподвижных щеткодержателях. Через кольца и щетки обмотка ротора замыкается на трехфазный реостат, что дает возможность существенно улучшить пусковые условия двигателя – уменьшить пусковой

ток и увеличить пусковой момент, а также с помощью реостата можно плавно регулировать скорость двигателя.

Получение вращающегося магнитного поля

Наибольшее распространение получили трехфазные асинхронные двигатели, работа которых основана на использовании вращающегося магнитного поля, постоянного по величине и меняющего свое направление в пространстве. При подключении статорной обмотки к трехфазной цепи, в их пойдет ток:

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \cdot \sin \omega t; \\ i_B &= I_m \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \\ i_C &= I_m \cdot \sin(\omega t + 120^\circ) \end{aligned}$$

Эти токи создают магнитодвижущие силы

$$F_A = i_A \cdot w; \quad F_B = i_B \cdot w; \quad F_C = i_C \cdot w.$$

Определим величины и направления магнитодвижущих сил в различные моменты времени.

При $t=0$.

$$\begin{aligned} i_A &= 0; & F_A &= 0 \\ i_B &= I_m \cdot \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \right); & F_B &= -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I_m \cdot w \\ i_C &= I_m \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right); & F_C &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I_m \cdot w \end{aligned}$$

Ток в обмотке A равен нулю. Мгновенное значение тока в обмотке B имеет знак минус, следовательно, его направление от конца обмотки к началу, а, в обмотке C направление тока от начала – к концу. Направление силовых линий магнитного поля статора, образованного вокруг одной стороны витков обмоток – по часовой стрелке, а, образованного вокруг другой стороны витков обмоток – против часовой стрелки, но внутрь статора.

Векторы МДС перпендикулярны плоскости катушки и расположены по ее оси. Вектор суммарной МДС определится как геометрическая сумма.

Векторы МДС F_B и F_C образуют равнобедренный треугольник.

$$F_{\Sigma} = 2 \cdot F_B \cdot \cos 30^0 = 2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I_m \cdot w \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{3}{2} \cdot I_m \cdot w.$$

В момент времени t , при котором $\omega t = 30^0$.

$$i_A = I_m \cdot \sin 30^0 = \frac{1}{2} \cdot I_m; \quad F_A = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot w$$

$$i_B = I_m \cdot \sin(30^0 - 120^0) = -I \quad F_B = -I_m \cdot w$$

;

$$i_C = I_m \cdot \sin(30^0 + 120^0) = \frac{1}{2} \quad F_C = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot w$$

;

Определим геометрическую сумму МДС F_A и F_B :

$$F_A + F_B = 2 \cdot F \cdot \cos 60^0 = 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot w \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot w.$$

Суммарная МДС:

$$F_{\Sigma} = (F_A + F_B) + F_C = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot w + I_m \cdot w = \frac{3}{2} \cdot I_m \cdot w.$$

Из расчетов видно, что вектор суммарной магнитодвижущей силы не изменился по величине, но изменил свое направление на 30^0 , относительно положения, соответствующего моменту времени, равному нулю.

Продолжая аналогичные построения для других значений времени, можно убедиться, что величина суммарной МДС будет постоянной, и за время одного периода колебания тока, вектор магнитодвижущей силы совершил один полный оборот.

Таким образом, частота вращения магнитного поля будет равна частоте тока:

$$n_1 = f \text{ [об/с]} = 60 \cdot f \text{ [об/мин].}$$

При стандартной частоте питающей сети 50 Гц поле вращается со скоростью 3000 об/мин. Мы рассмотрели двухполюсное исполнение ($p = 2$).

$$n_1 = 3000 \text{ [об/мин]}$$

Если же требуется скорость вращения меньше, чем 3000, то используют многополюсные обмотки. Например, шестиполюсное исполнение статорной обмотки содержит 3 пары полюсов: северных и южных. В данной обмотке по три витка на каждую фазу. Если в двухполюсной обмотке стороны витка одной фазы расположены под углом 180^0 , то в шестиполюсной витки одной фазы расположены под углом 60^0 относительно друг друга. За время одного периода колебания тока, магнитное поле повернется на одну

треть периода или на 120° , а скорость вращения магнитного поля определяется по формуле:

$$n_1 = \frac{60 \cdot f}{p}$$

Электромагнитное взаимодействие между статором и ротором возникает только при неравенстве скорости вращения поля статора и скорости вращения ротора. Разность скоростей поля и ротора характеризуется величиной – скольжением:

$$S = \frac{n_1 - n}{n_1}.$$

откуда, частота вращения ротора:

$$n = n_1 - S \cdot n_1 = n_1 \cdot (1 - S).$$

В зависимости от соотношения между скоростью вращения поля и ротора различают три режима работы асинхронной машины: генераторный ($n > n_1$); двигательный ($n < n_1$); электромагнитного тормоза.

Основные характеристики асинхронного двигателя.

Магнитное поле статора вращается по часовой стрелке, и по отношению к ротору тоже по часовой стрелке. Скорость ротора зависит, в том числе, и от его нагрузки, т.е. от статического момента. При холостом ходе, скорости вращения поля и ротора практически равны, магнитный поток, пересекающий обмотки ротора, практически не изменяется, и, следовательно, ЭДС и токи в роторной обмотке не индуцируются. Вращающий момент создается благодаря электромагнитному взаимодействию поля и токов, и если токи равны нулю, то и вращающий момент равен нулю. Таким образом, асинхронная машина может работать в двигательном режиме, если скорость вращения ротора лежит в пределах от нуля, до скорости вращения магнитного поля

$$0 < n < n_1 \text{ или } 0 < S < 1$$

Предположим, что статорная обмотка создает вращающееся магнитное поле, а вал двигателя дополнительным приводится во вращение со скоростью большей, чем скорость поля. Скольжение в этом случае будет отрицательным, индуцированные ЭДС и токи в роторной обмотке изменят свое направление. И момент, создаваемый на валу, становится тормозящим, по отношению к вращающему моменту, создаваемому при двигательном режиме. Механическая энергия, подведенная к ротору асинхронной машины,

преобразуется в электрическую энергию, и отдается в сеть. Таким образом, машина может работать в режиме генератора параллельно с сетью в пределах:

$$n_1 < n < +\infty \text{ или } -\infty < S < 0$$

Рассмотрим пример, когда вал ротора приводится во вращение против направления магнитного поля статора. В этом случае к асинхронной машине подводится энергия с двух сторон: электрическая от сети, и механическая от первичного двигателя. Такой режим называется режимом электромагнитного тормоза. Он лежит в пределах изменения скольжения:

$$1 < S < +\infty.$$

Примером практического применения режима электромагнитного тормоза является опускание груза в подъемно-транспортных устройствах.

Особенности пуска и способы регулирования частоты вращения ротора

При пуске АД в ход возникает вращающийся магнитный поток, но ротор в первый момент еще неподвижен. В роторе появляется пусковой ток, величина которого в 5-7 раз больше тока номинального режима. Поэтому при пуске двигателя необходимо предусмотреть меры для уменьшения пускового тока. У двигателей с фазным ротором предусматривают введение в цепь ротора пускового реостата. Пуск двигателя можно проследить по механической характеристике.

Механической характеристикой двигателя называют зависимость частоты вращения ротора от момента на валу

$$n = f(M).$$

Механическую характеристику можно получить из зависимости $M = f(S)$. Так как скольжение обратно пропорционально скольжению, то:

- при скольжении $S = 0$, скорость вращения ротора $n = n_1$;
- при скольжении $S = 1$, скорость вращения ротора $n = 0$.

Кривая 1 называется естественной механической характеристикой, она соответствует короткозамкнутой обмотке, т.е. без введения добавочного сопротивления. Включение добавочного сопротивления в цепь ротора увеличивает пусковой момент и уменьшает пусковой ток (кривая 2). Дальнейшее увеличение приводит к увеличению пускового момента до критического значения. После чего увеличение сопротивление приводит уменьшению пускового момента

Особенности пуска и способы регулирования частоты вращения.

При пуске АД в ход возникает вращающийся магнитный поток, но ротор в первый момент еще неподвижен. В роторе появляется пусковой ток, величина которого в 5-7 раз больше тока номинального режима. Поэтому при пуске двигателя необходимо предусмотреть меры для уменьшения пускового тока. У двигателей с фазным ротором предусматривают введение в цепь ротора пускового реостата. Пуск двигателя можно проследить по механической характеристике.

В цепь ротора с короткозамкнутой роторной обмоткой нельзя включить добавочное сопротивление. Поэтому для пуска двигателей большой мощности необходимо предусмотреть шунтирование измерительной аппаратуры и различной защиты, установленной в цепи двигателя. Одной из мер понижения пускового тока является понижение напряжения в момент пуска. Это возможно путем введения пускового реостата в цепь статора. С уменьшением напряжения, уменьшится и магнитный поток, и индуцируемые им ЭДС и ток ротора. Если напряжение уменьшится в 2 раза, то пусковой ток ротора уменьшится также в два раза, а пусковой момент в 4 раза. Применение автотрансформатора, включенного в цепь статора, дает более выгодные пусковые условия. Однако наибольшее распространение получил пуск двигателя путем переключения обмотки статора со звезды на треугольник.

$$n = n_1 - S \cdot n_1 = n_1 \cdot (1 - S) = \frac{60 \cdot f}{p} \cdot (1 - S).$$

Из чего следует, что регулировать скорость вращения двигателя можно, изменяя:

- число пар полюсов;
- частоты тока, питающего статор;
- скольжение.

Число пар полюсов можно изменять, меняя количество и способ соединения катушек в каждой фазе обмотки статора. Две скорости вращения двигателя с одной обмоткой получают переключением катушке одной фазы обмотки с последовательного на параллельное соединение.

Регулирование скорости вращения переключением числа пар полюсов производится только у двигателей с короткозамкнутым ротором.

Недостатками такого способа регулирования являются ступенчатое изменение скорости вращения, наличие громоздкого многоконтактного переключателя, увеличение габаритных размеров двигателя.

Регулирование скорости вращения изменением частоты можно в случае, когда статорная обмотка питается от отдельного синхронного генератора или от

преобразователя частоты. Используется крайне редко, в связи с громоздкостью и высокой стоимостью.

Регулирование скорости вращения путем изменения применяется только для двигателей с фазным ротором, работающих в кратковременном и повторно-кратковременном режиме. Скольжение зависит от активного сопротивления роторной обмотки. Введение в цепь ротора регулировочного реостата позволяет изменять скольжение. Однако этот способ регулирования снижает КПД двигателя.

Однофазные асинхронные двигатели

Однофазный асинхронный двигатель как следует из названия, питается от однофазной сети. От трех фазного двигателя он отличается статором. На котором в общем случае находится одна обмотка. На самом деле их как правило две, но может быть и три. Ротор же однофазного двигателя ничем не отличается от ротора трех фазного двигателя. Это короткозамкнутая обмотка.

Статорная обмотка однофазного двигателя занимает две трети окружности статора. То есть формируется пара полюсов. При прохождении через нее переменного синусоидального тока образуется неподвижное магнитное поле. Статор не заполняется обмоткой полностью, так как это экономически не выгодно. Мощность при этом увеличится на 12 процентов, а затраты и вес значительно.

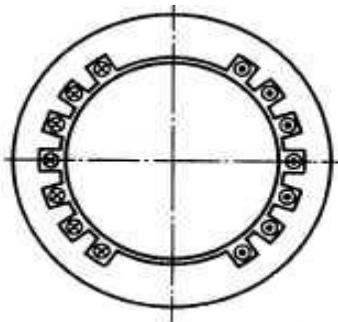


Рисунок 1. Статор однофазного асинхронного двигателя

Поле статора неподвижно оно как бы пульсирует. При этом формируются два момента вращения, направленные в противоположные стороны. Одна часть статорной обмотки тянет ротор в одну сторону другая же в противоположную. Таким образом, при подаче тока на статорную обмотку ротор вращаться не будет. Для этого необходим начальный момент, который повернет ротор в какую-либо сторону.

Пуск такого двигателя можно совершить и вручную крутнув вал. Но чаще для пуска двигателя применяют дополнительную обмотку, которая находится на статоре и называется пусковой. Она подключается к той же фазе что и рабочая, но через

фазосдвигающую цепь. В качестве такой цепи может выступать емкость резистор или катушка.

При подключении пусковой обмотки к питающей сети через конденсатор ток в пусковой обмотке сдвигается на 90 градусов. Также на 90 градусов сдвигается и магнитное поле. Вообще говоря, угол смещения тока можно регулировать, подобрав величину емкости. Таки образом будет регулироваться пусковой момент.

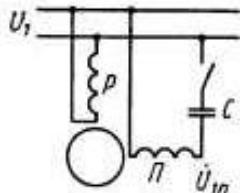


Рисунок 2. Фазосдвигающая цепь в виде пускового конденсатора

В момент пуска фазосдвигающая цепь подключается к пусковой обмотке, тем самым обеспечивая вращающееся магнитное поле. Которое, взаимодействуя с короткозамкнутым ротором, начинает его раскручивать. Время, в течении которого пусковая обмотка подключена к питающей сети достаточно мало. Обычно оно составляет около трех секунд. За это время ротор выходит почти на полную скорость вращения и необходимость в пусковой обмотке отпадает. Пусковая емкость отключается от обмотки.

Так как время работы пусковой обмотки невелико ее, как правило, выполняют проводом меньшего сечения и меньшим числом витков. Иногда пусковую обмотку выполняют тем же проводом что и рабочую. Тогда при использовании фазосдвигающей цепи можно улучшить механические характеристики двигателя. В этом случае параллельно пусковой емкости включается рабочая. Эта ёмкость по величине меньше пусковой и, следовательно, обладает большим сопротивлением. Таки образом ток, протекающий во второй обмотке, будет меньше пускового.

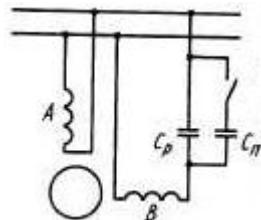


Рисунок 3. Использование второй обмотки в качестве рабочей

После отключения пусковой емкости дающей пусковой момент вращения она отключается, а вот рабочая емкость остается, обеспечивая вращающееся магнитное поле и во время работы.

Основным недостатком однофазного асинхронного двигателя является то что он не обладает пусковым моментом. И, следовательно, необходимо применять какие либо меры по его пуску. Также в однофазном двигателе частота вращения ниже, чем у трех фазного. Так как встречное поле, формируемое второй половиной статорной обмотки, тормозит ротор.

Также из-за тормозящего поля падает и КПД двигателя. У однофазного двигателя такого же габарита, как и трех фазный мощность будет на одну треть меньше.

Паспортные данные АД.

Каждый электродвигатель снабжается техническим паспортом в виде приклепанной металлической таблички (шильдика), на которой приведены основные характеристики электрической машины. Необходимо отметить, что Советский ГОСТ не предусматривал паспорт электродвигателя в бумажном виде. Российский ГОСТ Р 51689-2000 требует от производителя типографский паспорт, но все основные данные указаны на шильдике.

В паспорте указан тип двигателя. Например, электродвигатель типа АИР 10082УЗ: асинхронный электродвигатель серии АИР закрытого исполнения с высотой оси вращения 100 мм, с короткой длиной корпуса, двухполюсный, климатического исполнения У, категории 3.

Заводской номер дает возможность отличить электрическую машину среди однотипных.

Далее приведены цифры и символы, которые расшифровываются следующим образом:

3 ~ — двигатель трехфазного переменного тока;

50 Hz — частота переменного тока (50 Гц), при которой электрический двигатель должен работать;

4,0 KW — номинальная полезная мощность на валу электродвигателя;

косинус фи = 0,89 — коэффициент мощности;

220/380V, 13,6/7,8 A — при соединении обмотки статора в треугольник она должна включаться на напряжение 220 В, а при соединении в звезду — на напряжение 380 В. При этом электрическая машина, работающая с номинальной нагрузкой, потребляет 13,6 А при включении на треугольник и 7,8 А — при включении на звезду;

S1 — двигатель предназначен для длительного режима работы;

2880 об/мин — частота вращения электродвигателя при номинальной нагрузке и частоте сети 50 Гц.

Если электродвигатель работает вхолостую, частота вращения ротора приближается к частоте вращения магнитного поля статора;

к. п. д. = 86,5 % — номинальный коэффициент полезного действия двигателя, соответствующий номинальной нагрузке на его валу;

IP44 — степень защиты электрической машины по ГОСТ 14254-96 (Степени защиты, обеспечивающие оболочками. (Код IP)).

F — класс нагревостойкости изоляции по ГОСТ 8865-93. (Системы электрической изоляции. Оценка нагревостойкости и классификация.)

В паспорте (на шильдике) указан также ГОСТ, которому соответствует электродвигатель, масса машины и год выпуска.

3.8 Резисторы. Конденсаторы. Полевые транзисторы. Тиристоры

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности.

Резистор — пассивный элемент электрической цепи, в идеале характеризуемый только сопротивлением электрическому току, то есть для идеального резистора в любой момент времени должен выполняться закон Ома для участка цепи: мгновенное значение напряжения на резисторе пропорционально току проходящему через него $U(t) = R \cdot I(t)$. На практике же резисторы в той или иной степени обладают также паразитной ёмкостью, паразитной индуктивностью и нелинейностью вольт-амперной характеристики.

В зависимости от назначения резисторы подразделяются на 2 группы: 1) *общего назначения* (диапазоны номиналов 1 Ом – 10 МОм, номинальные мощности рассеивания 0,062 – 100 Вт); 2) *специального назначения*, которые подразделяются на: а) высокоомные резисторы (от десятков мегаом до сотен тераом, рабочее напряжение 100 – 400 В); б) высоковольтные (сопротивления до 10^{11} Ом, рабочее напряжение единицы – десятки кВ); в) высокочастотные (имеют малые собственные емкости и индуктивности); г) прецизионные (повышенная точность – допуск 0,001 – 1%, стабильность, номиналы 0,1 Ом – 10 МОм, номинальные мощности рассеивания до 2 Вт).

Переменные резисторы подразделяются на *подстроечные* и *регулировочные*.

Подстроечные резисторы рассчитаны на проведение подстройки электрических режимов и имеют небольшую износостойчивость (до 1000 циклов перемещения подвижной части), а *регулировочные* – для проведения многократных регулировок. Они отличаются большей износостойчивостью (более 5000 циклов) и в зависимости от характера изменения их сопротивления при перемещении подвижной части делятся на

резисторы с линейной А и нелинейной функциональными характеристиками: логарифмической Б, обратнологарифмической В, характеристиками типа И, Е.

Проводящий элемент резистора выполняют в виде пленки, осажденной на поверхность изоляционного основания; проволоки или микропроволоки; объемной конструкции.

В зависимости от материала, использованного для создания проводящего элемента, резисторы подразделяют на проволочные, непроволочные, металлофольговые (проводящий элемент выполнен из фольги, нанесенной на непроводящие основания). У проволочных и металлофольговых резисторов в качестве материала проводящего элемента используют манганин и никром.

Непроволочные резисторы можно подразделить на следующие группы: а) углеродистые и бороуглеродистые (проводящий элемент — пленка пиролитического углерода или его соединений, осажденная на непроводящее основание); б) металлодиэлектрические, металлопленочные или металлооксидные (проводящий элемент — микрокомпозиционный слой из диэлектрика и металла или пленки из металла, оксида металла или его сплавов; в) композиционные (проводящий элемент — гетерогенная система из нескольких компонентов, один из которых проводящий, например графит или сажа); г) полупроводниковые (проводящий элемент выполнен из полупроводникового материала).

По конструктивному исполнению резисторы изготавливают в нормальном и тропическом (всеклиматическом) вариантах и выполняют неизолированными (касание токоведущих частей не допускается), изолированными (касание токоведущих частей допускается), герметизированными, в том числе и вакуумными (герметично изолированными от окружающей среды).

Основные параметры резисторов.

1. Номинальные сопротивления.
2. Допускаемые отклонения сопротивлений от номинальных величин.
3. Номинальные мощности рассеивания (максимальная мощность, которую резистор может рассеивать без изменения своих параметров свыше значений, указанных в технической документации, при непрерывной электрической нагрузке и определенной температуре окружающей среды).
4. Предельное рабочее напряжение (напряжение, которое может быть приложено к резистору без нарушения его работоспособности).

5. Температурный коэффициент сопротивления (характеризует изменение сопротивления резистора при изменении температуры на 1°C)

$$ТКС = \frac{\Delta R}{R_1 \Delta t} \cdot 100,$$

R_1 – сопротивление резистора при нормальной температуре; Δt - предельная разность между предельной положительной (отрицательной) и нормальной температурами; ΔR – алгебраическая разность между значениями сопротивлений, измеренными при предельной положительной (отрицательной) и нормальной температурами.

6. Уровень собственных шумов D (мкВ/В).

7. Максимальная температура окружающей среды для номинальной мощности рассеивания.

8. Влагоустойчивость и термостойкость.

Конденсатор – элемент электрической цепи, состоящий из проводящих электродов (обкладок), разделенных диэлектриком и предназначенный для использования его емкости.

Емкость конденсатора есть отношение заряда конденсатора к разности потенциалов, которую заряд сообщает конденсатору:

$$C = q/u$$

C – емкость, Ф; q – заряд, Кл; u – разность потенциалов на обкладках конденсатора, В.

За единицу емкости принимают емкость такого конденсатора, у которого потенциал возрастает на один вольт при сообщении ему заряда один кулон (Кл). Эту единицу называют фарадой (Ф). Для практических целей она слишком велика, поэтому на практике используют более мелкие единицы емкости: микрофараду (мкФ),nanoфараду (нФ) и пикофараду (пФ).

Для конденсатора, обкладки которого представляют собой плоские пластины одинакового размера, разделенные диэлектриком, емкость (Ф) определяется из выражения

$$C = (\epsilon_0 \epsilon S)/d$$

ϵ_0 – электрическая постоянная, равная $8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м; ϵ - диэлектрическая проницаемость диэлектрика (безразмерная); S – площадь пластины, м²; d – толщина диэлектрика, м.

В качестве диэлектрика в конденсаторах используются органические и неорганические материалы, в том числе оксидные пленки некоторых металлов.

При приложении к конденсатору постоянного напряжения происходит его заряд; при этом затрачивается определенная работа, выражаемая в Дж. Она равна запасенной потенциальной энергии

$$W = \frac{CU^2}{2} = \frac{qU}{2} = \frac{q^2}{2C}$$

Конденсатор в цепи постоянного тока может проводить ток в момент включения его в цепь (происходит заряд или перезаряд конденсатора), по окончании переходного процесса ток через конденсатор не течёт, так как его обкладки разделены диэлектриком. В цепи же переменного тока он проводит колебания переменного тока посредством циклической перезарядки конденсатора, замыкаясь так называемым током смещения.

Классификация конденсаторов

В зависимости от назначения можно условно разделить конденсаторы на конденсаторы общего и специального назначения. Конденсаторы общего назначения используются практически в большинстве видов и классов аппаратуры. Традиционно к ним относят наиболее распространённые низковольтные конденсаторы, к которым не предъявляются особые требования. Все остальные конденсаторы являются специальными. К ним относятся высоковольтные, импульсные, помехоподавляющие, дозиметрические, пусковые и другие конденсаторы.

Также различают конденсаторы по форме обкладок: плоские, цилиндрические, сферические и другие.

Основная классификация конденсаторов проводится по типу диэлектрика в конденсаторе. Тип диэлектрика определяет основные электрические параметры конденсаторов: сопротивление изоляции, стабильность ёмкости, величину потерь и др.

По виду диэлектрика различают:

- Конденсаторы вакуумные (обкладки без диэлектрика находятся в вакууме).
- Конденсаторы с газообразным диэлектриком.
- Конденсаторы с жидким диэлектриком.
- Конденсаторы с твёрдым неорганическим диэлектриком: стеклянные (стеклоэмалевые, стеклокерамические, стеклоплёночные), слюдяные, керамические, тонкослойные из неорганических плёнок.
- Конденсаторы с твёрдым органическим диэлектриком: бумажные, металлобумажные, плёночные, комбинированные — бумажноплёночные, тонкослойные из органических синтетических плёнок.

- *Электролитические и оксидно-полупроводниковые конденсаторы.* Такие конденсаторы отличаются от всех прочих типов прежде всего большой удельной ёмкостью. В качестве диэлектрика используется оксидный слой на металлическом аноде. Вторая обкладка (катод) — это или электролит (в электролитических конденсаторах), или слой полупроводника (в оксидно-полупроводниковых), нанесённый непосредственно на оксидный слой. Анод изготавляется, в зависимости от типа конденсатора, из алюминиевой, ниобиевой или tantalовой фольги, или спечённого порошка.

- *Твердотельные конденсаторы* — вместо традиционного жидкого электролита используется специальный токопроводящий органический полимер или полимеризованный органический полупроводник. Время наработки на отказ ~50000 часов при температуре 85°C. ЭПС меньше чем у жидкого-электролитических и слабо зависит от температуры. Не взрываются.

Основные параметры постоянных конденсаторов.

1. Номинальное значение емкости конденсатора.
2. Допускаемое отклонение действительной емкости от номинального значения (в %).
3. Тангенс угла потерь или добротность Q ($Q=1/\tan\delta$).
4. Ток утечки (в основном для электролитических конденсаторов).
5. Сопротивление изоляции или постоянная времени саморазряда. Сопротивление изоляции определяют из формулы $R_{из}=U_0/I_{ут}$ где U_0 — постоянное напряжение, приложенное к конденсатору, вызвавшее ток утечки $I_{ут}$.
6. Температурные коэффициент емкости.
7. Номинальное напряжение.

Полевыми транзисторами называют активные полупроводниковые приборы, в которых выходным током управляют с помощью электрического поля (в биполярных транзисторах выходной ток управляется входным током).

Полевые транзисторы называют также униполярными, так как в процессе протекания электрического тока участвуют только основные носители.

Различают два вида полевых транзисторов: с управляющим переходом и с изолированным затвором.

Устройство полевого транзистора. Схематическое изображение структуры полевого транзистора с управляющим переходом и каналом *p*-типа приведено на рис 13,*a* условное графическое обозначение этого транзистора — на рис. 14,*a*. Стрелка указывает направление от слоя *p* к слою *n* (как и стрелка в изображении эмиттера биполярного

транзистора). В интегральных микросхемах линейные размеры транзисторов могут быть меньше 1 мкм.

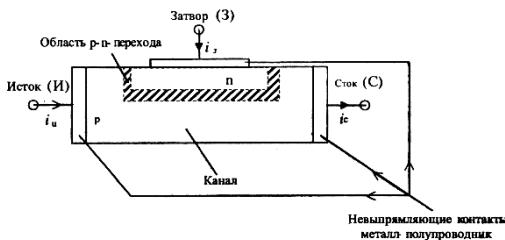


Рис. 13. Структура полевого транзистора



Рис. 14. Графическое изображение полевого транзистора:

a) с управляющим переходом и каналом p-типа;

б) с управляющим *p-n*-переходом и каналом *n*-типа

Удельное сопротивление слоя *n* (затвора) намного меньше удельного сопротивления слоя *p* (канала), поэтому область *p-n*-перехода, обедненная подвижными носителями заряда и имеющая очень большое удельное сопротивление, расположена главным образом в слое *p*.

Если типы проводимости слоев полупроводника в рассмотренном транзисторе изменить на противоположные, то получим полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом и каналом *n*-типа. Его условное графическое обозначение представлено на рис. 14.б.

Схемы включения транзистора. 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. 15).

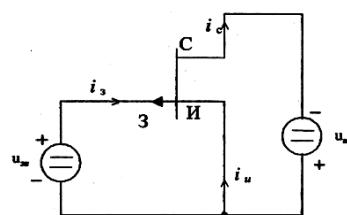


Рис. 15. Схема включения полевого транзистора с общим истоком (ОИ)

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 $I_{3,ym} \leq 2 \mu\text{A}$.

Выходные (стоковые) характеристики. Выходной характеристикой называют зависимость вида

$$i_c = f(u_{uc}) \Big|_{u_{3u}=\text{const}},$$

где f – некоторая функция.

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

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

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

$$i_c = f(u_{3u}) \Big|_{u_{uc}=\text{const}},$$

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):

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

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:

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

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

Коэффициент усиления

$$M = \left. \frac{du_{uc}}{du_{zu}} \right|_{\substack{u_m - \text{заданное} \\ i_c = \text{const}}} .$$

Можно отметить, что

$$M = S \cdot R_{uc.однф} .$$

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

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.

Тиристорами называют полупроводниковые приборы с двумя устойчивыми режимами работы (включен, выключен), имеющие три или более $p-n$ -переходов.

Тиристор по принципу действия – прибор ключевого типа. Во включенном состоянии он подобен замкнутому ключу, а в выключенном – разомкнутому ключу. Тиристоры, которые не имеют специальных электродов для подачи сигналов с целью изменения состояния, а имеют только два силовых электрода (анод и катод), называют неуправляемыми, или диодными, тиристорами (динисторами). Приборы с управляемыми электродами называют управляемыми тиристорами, или просто тиристорами.

Тиристоры являются основными элементами в силовых устройствах электроники, которые называют также устройствами преобразовательной техники (управляемые выпрямители, инверторы и т. п.).

Существует большое количество различных тиристоров. Наиболее часто используют незапираемые тиристоры с тремя выводами, управляемые по катоду. Такие тиристоры содержат два силовых и один управляющий электрод и проводят ток только в одном направлении.

Упрощенное изображение структуры тиристора представлено на рис. 16, а его условное графическое обозначение – на рис. 17.

Обратимся к простейшей схеме с тиристором (рис. 18), где использованы следующие обозначения:

- i_a – ток анода (силовой ток в цепи анод-катод тиристора);
- u_{ak} – напряжение между анодом и катодом;
- i_y – ток управляющего электрода (в реальных схемах используют импульсы тока);
- u_{yk} – напряжение между управляющим электродом и катодом;
- u_{num} – напряжение питания.

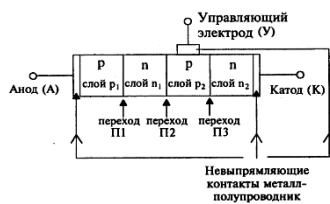


Рис. 16. Структурная схема тиристора



Рис. 17. Графическое изображение тиристора

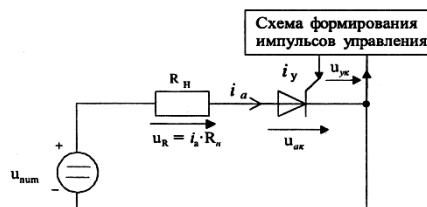


Рис. 18. Схема управления с применением тиристора

Предположим, что напряжение питания меньше так называемого напряжения переключения U_{nep} ($u_{num} < U_{nep}$) и что после подключения источника питания импульс управления на тиристор не подавался. Тогда тиристор будет находиться в закрытом (выключенном) состоянии. При этом ток тиристора будет малым ($i_a=0$) и будут выполняться соотношения $u_{ak} \approx u_{num}$, $u_R \approx 0$ (нагрузка отключена от источника питания).

Если предположить, что выполняется соотношение $u_{num} > U_{nep}$ или что после подключения источника питания (даже при выполнении условия $u_{num} < U_{nep}$) был подан импульс управления достаточной величины, то тиристор будет находиться в открытом (включенном) состоянии. При этом для всех трёх переходов будут выполняться

соотношения $u_{ak} \approx 1 \text{ В}$, $i_a \approx u_{num} / R_h$, $u_R \approx u_{num}$ (т. е. нагрузка оказалась подключенной к источнику питания).

Существуют тиристоры, для которых напряжение U_{nep} больше 1 кВ, а максимальный допустимый ток i_a больше, чем 1 кА.

Характерной особенностью рассматриваемого незапираемого тиристора, который очень широко используется на практике, является то, что его нельзя выключить с помощью тока управления.

Для выключения тиристора на практике не него подают обратное напряжение $u_{ak}<0$ и поддерживают это напряжение в течение времени, большего так называемого времени выключения $t_{выкл}$. Оно обычно составляет единицы или десятки микросекунд. За это время избыточные заряды в слоях n_1 и p_2 исчезают. Для выключения тиристора напряжение источника питания u_{num} в приведенной выше схеме (см. рис. 6) должно изменить полярность.

После указанной выдержки времени на тиристор вновь можно подавать прямое напряжение ($u_{ak}>0$), и он будет выключенным до подачи импульса управления.

Существуют и широко используются так называемые симисторные тиристоры (симисторы, триаки). Каждый симистор подобен паре рассмотренных тиристоров, включенных встречно-параллельно (рис. 19). Условное графическое обозначение симистора показано на рис. 20.

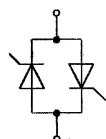


Рис. 19

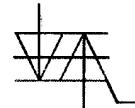


Рис. 20

Оптоэлектронными называют приборы, которые чувствительны к электромагнитному излучению в видимой, инфракрасной и ультрафиолетовой областях, а также приборы, производящие или использующие такое излучение.

Излучение в видимой, инфракрасной и ультрафиолетовой областях относят к оптическому диапазону спектра. Обычно к указанному диапазону относят электромагнитные волны с длиной от 1 нм до 1 мм, что соответствует частотам примерно от $0,5 \cdot 10^{12} \text{ Гц}$ до $5 \cdot 10^{17} \text{ Гц}$. Иногда говорят о более узком диапазоне частот – от 10 нм до 0,1 мм ($\sim 5 \cdot 10^{12} \dots 5 \cdot 10^{16} \text{ Гц}$). Видимому диапазону соответствуют длины волн от 0,38 мкм до 0,78 мкм (частота около 10^{15} Гц).

На практике широко используются источники излучения (излучатели), приемники излучения (фотоприемники) и оптраны (оптопары).

Оптроном называют прибор, в котором имеется и источник, и приемник излучения, конструктивно объединенные и помещенные в один корпус.

Из источников излучения нашли широкое применение светодиоды и лазеры, а из приемников – фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы и фототиристоры.

Широко используются оптраны, в которых применяются пары светодиод-фотодиод, светодиод-фототранзистор, светодиод-фототиристор.

Основные достоинства оптоэлектронных приборов:

- высокая информационная емкость оптических каналов передачи информации, что является следствием больших значений используемых частот;
- полная гальваническая развязка источника и приемника излучения;
- отсутствие влияния приемника излучения на источник (однонаправленность потока информации);
- невосприимчивость оптических сигналов к электромагнитным полям (высокая помехозащищенность).

Оптрон – полупроводниковый прибор, содержащий источник излучения и приемник излучения, объединенных в одном корпусе и связанные между собой оптически, электрически и одновременно обеими связями. Очень широко распространены оптраны, у которых в качестве приемника излучения используются фоторезистор, фотодиод, фототранзистор и фототиристор.

В резисторных оптранах выходное сопротивление при изменении режима входной цепи может изменяться в $10^7 \dots 10^8$ раз. Кроме того, вольт-амперная характеристика фоторезистора отличается высокой линейностью и симметричностью, что обуславливает широкую применимость резистивных оптопар в аналоговых устройствах. Недостатком резисторных оптранов является низкое быстродействие – 0,01…1 с.

В цепях передачи цифровых информационных сигналов применяются главным образом диодные и транзисторные оптраны, а для оптической коммутации высоковольтных сильноточных цепей – тиристорные оптраны. Быстродействие тиристорных и транзисторных оптранов характеризуется временем переключения, которое часто лежит в диапазоне 5…50 мкс.

Рассмотрим подробнее оптопару светодиод-фотодиод (рис.21,*a*). Излучающий диод (слева) должен быть включен в прямом направлении, а фотодиод – в прямом (режим

фотогенератора) или обратном направлении (режим фотопреобразователя). Направления токов и напряжений диодов оптопары приведены на рис. 21,б.

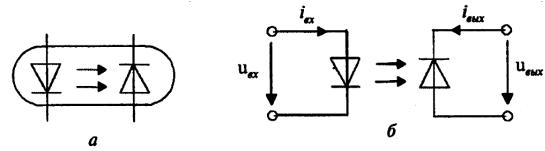


Рис. 21. Схема оптопары (а) и направление токов и напряжений в ней (б)

Изобразим зависимость тока $i_{вых}$ от тока $i_{вх}$ при $u_{вых}=0$ для оптопары АОД107А (рис. 21). Указанная оптопара предназначена для работы как в фотогенераторном, так и в фотопреобразовательном режиме.

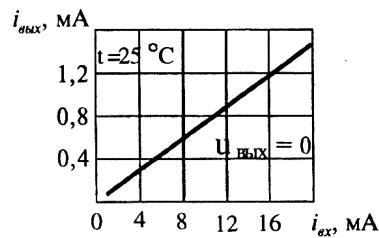


Рис. 22. Передаточная характеристика оптопары АОД107А

Фототранзистор и фототиристор

Выходные характеристики фототранзистора подобны выходным характеристикам обычного биполярного транзистора, в котором положение характеристик определяется не током базы, а уровнем освещенности (или величиной светового потока).

Свойства фототиристора подобны свойствам обычного тиристора, однако с той лишь особенностью, что включение тиристора осуществляется не с помощью импульса тока управления, а с помощью светового импульса.

3.9 Основные схемы выпрямителей. Сглаживающие фильтры.

Стабилизаторы напряжения линейного типа

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности

Основными параметрами выпрямителей являются:

1. Среднее значение выходного напряжения

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{вых} dt$$

2. Среднее значение выходного тока

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{вых} dt$$

3. Коэффициент пульсаций выходного напряжения (тока) – отношение амплитуды первой гармоники напряжения пульсаций к среднему значению.

Однофазный однополупериодный выпрямитель (однофазный однотактный).

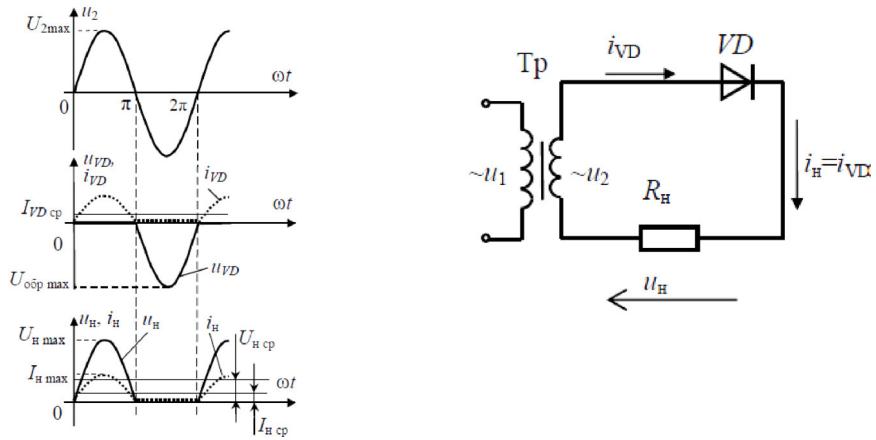


Рис. 1. Схема однофазного однополупериодного выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу.

Рассмотрим работу данной схемы в предположении, что входное напряжение изменяется по закону $u_{ex} = U_m \sin \omega t$. На интервале времени $0 < t < T/2$ ($0 < t < \pi$) полупроводниковый диод VDмещен в прямом направлении и напряжение, а следовательно, и ток в нагрузочном резисторе повторяют форму входного сигнала.

На интервале $T/2 < t < T$ ($\pi < t < 2\pi$) диод VD смещен в обратном направлении и напряжение (ток) в нагрузке равен нулю.

При заданном входном напряжении $u_{ex} = U_m \sin \omega t$ для нечетных его полупериодов выпрямленный ток в нагрузочном резисторе i_h будет создавать на нем падение напряжения, среднее значение которого будет равно:

$$U_{h_{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{h_{cp}} dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_m \sin \omega t dt = -\frac{U_m}{T\omega} \cos \omega t = \frac{U_m}{\pi}$$

где U_m - амплитуда входного напряжения, или используя известное соотношение, связывающее амплитудное и действующее значения напряжения переменного тока $U = U_m / \sqrt{2}$

$$U_{h_{cp}} = \frac{\sqrt{2}U}{\pi} \approx 0,45U$$

где U - действующее значение входного напряжения.

По аналогии, предполагая, что амплитуда выпрямленного тока

$$I_m = \frac{U_m}{R_h}$$

для среднего тока в нагрузочном резисторе можно записать

$$I_{h_{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t dt \approx \frac{I_m}{\pi} = 0,318 I_m$$

I_m - амплитуда выпрямленного тока.

Действующий ток в нагрузочном резисторе, равный току диода, определяется выражением

$$i_{VD} = I_h \sqrt{\frac{I_m^2}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin^2 \omega t dt} = \frac{I_m}{2} = 0,5 I_m$$

Максимальное обратное напряжение на диоде $U_{VD\ o\bar{b}\rho} = U_m$

Коэффициент пульсаций, равный отношению амплитуды низшей (основной) гармоники к среднему значению выпрямленного напряжения, для рассматриваемой схемы

$$\epsilon = \frac{U_{m1}}{U_{h\ cp}} = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

Как видно из последнего выражения, однополупериодное выпрямление имеет низкую эффективность из-за высокой пульсации выпрямленного напряжения, а потому находит ограниченное применение.

Достоинства: простота схемы, имеется один трансформатор и один диод.

Недостатки: большие размеры и вес трансформатора, значительная величина обратного напряжения на диоде, большая величина и низкая частота пульсаций.

Двухтактный выпрямитель со средней (нулевой) точкой трансформатора (однофазный двухполупериодный)

Анализируя временные диаграммы работы однофазного однополупериодного выпрямителя можно сделать вывод, что параметры выходного напряжения выпрямителя можно существенно улучшить, если ток нагрузки будет протекать в оба полупериода действия выходного напряжения. Этого наиболее просто добиться, используя две схемы однополупериодного выпрямления, работающие синхронно и противофазно на единую нагрузку. Реализация данной идеи требует использования двух источников первичного напряжения $u'_{ex} = U_m \sin \omega t$ и $u''_{ex} = U_m \sin(\omega t + \pi)$ имеющих общую точку. Полученная таким образом схема называется однофазной двухполупериодной схемой выпрямителя со средней точкой.

Рассмотрим ее работу. Для этого воспользуемся временными диаграммами, приведенными на рис. 2. На интервале времени $0 < t < T/2$ ($0 < t < \pi$) под действием напряжения u'_{ex} диод VD1 смешен в прямом направлении и поэтому ток нагрузки

определяется напряжением u'_{ex} . На этом же интервале диод VD2 смещен в обратном направлении и к нему прикладывается сумма напряжений $u_h + u''_{ex}$.

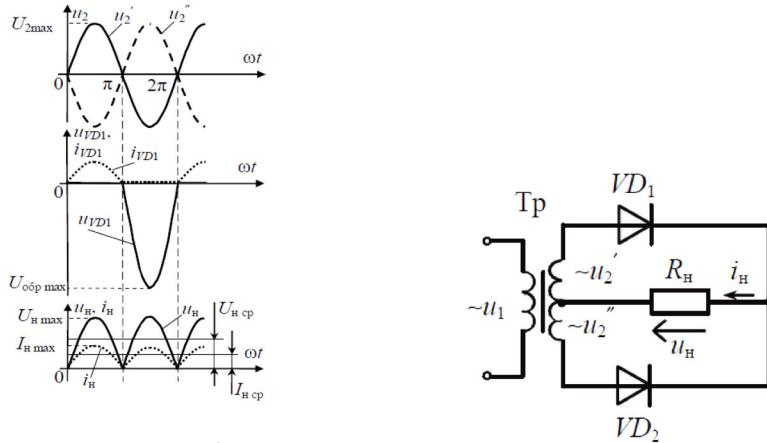


Рис. 2. Схема однофазного

двуухполупериодного выпрямителя со средней точкой и временные диаграммы, поясняющие его работу.

В результате этого максимальное обратное напряжение запертого диода

$$U_{VD \max} = 2U_m.$$

На интервале времени $T/2 < t < T$ ($\pi < t < 2\pi$) диод VD1 смещен в обратном направлении, а ток нагрузки под действием напряжения u''_{ex} протекает через прямосмещенный диод VD2.

В данном случае средние значения напряжения нагрузки будут в два раза превышать напряжение однофазной однополупериодной схемы:

$$U_{h cp} = \frac{2U_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \approx 0,9U$$

$$I_{h cp} = \frac{2I_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi} \approx 0,9I$$

где U_m и I_m - амплитудные значения входного напряжения и тока, а U и I – их действующие значения.

Коэффициент пульсаций

$$\varepsilon = \frac{U_{m1}}{U_{h cp}} = \frac{2\pi}{3} = 0,67$$

К основным недостаткам данной схемы следует отнести: необходимость двух источников входного напряжения; высокое значение напряжения, прикладываемого к полупроводниковым диодам при их обратном смещении ($U_{VD \text{ обр}} = 2U_m$); малое значение

среднего напряжения U_{ncp} , определяемого амплитудой U_m , в то время как суммарная амплитуда входного напряжения схемы равна $2U_m$.

Достоинства этой схемы выпрямления: за счет малого числа коммутируемых элементов уменьшаются потери в выпрямительном звене, что позволяет использовать схему при высоком токе нагрузки. Существует возможность размещения полупроводников на одном радиаторе без изоляции.

Недостатки схемы: при запирании диода за счет наведения ЭДС с работающей полуобмотки в неработающую происходит удвоение напряжения, прикладываемого к диоду в закрытом состоянии. Это не позволяет использовать схему при высоких уровнях выпрямленного напряжения. Кроме того, на каждом такте участвует в работе только одна из полуобмоток, что ухудшает использование трансформатора. С точки зрения качественных показателей (K_0, K_{π}) данная схема не отличается от однофазной мостовой схемы выпрямления.

Однофазный мостовой выпрямитель.

Данная схема характеризуется высоким коэффициентом использования по мощности трансформатора и поэтому позволяет добиться оптимальных характеристик выпрямителя в большинстве практических случаев. Она содержит трансформатор и четыре диода, два из которых, соединяясь анодами, образуют общий минус выпрямителя, а два другие, соединяясь катодами, образуют общий плюс выпрямителя. В течение каждого полупериода переменного напряжения ток проходит через вторичную обмотку трансформатора и одну пару диодов: VD1, VD3 либо VD2, VD4.

Достоинство данной схемы – повышенная частота пульсаций, низкое обратное напряжение на диодах, возможность работы без трансформатора; недостаток – повышенное падение напряжения на диодах и необходимость применения изолирующих прокладок при установке диодов на один радиатор.

Достоинства однофазного мостового выпрямителя:

- высокое значение коэффициента выпрямления K_0 , малый уровень пульсации напряжения (низкое значение K_{π}) по сравнению с однополупериодной схемой выпрямления.

- по сравнению со схемой «со средней точкой трансформатора» (двухполупериодной, однофазной) в схеме обеспечивается лучшее использование трансформатора и уровень обратного напряжения имеет меньшее значение.

Недостатки: коммутация двух вентилей в каждый момент времени приводит к увеличению потерь в звене выпрямителя, что нежелательно при больших токах. Наличие двух групп вентилей не позволяет размещать их на одном радиаторе без изоляции.

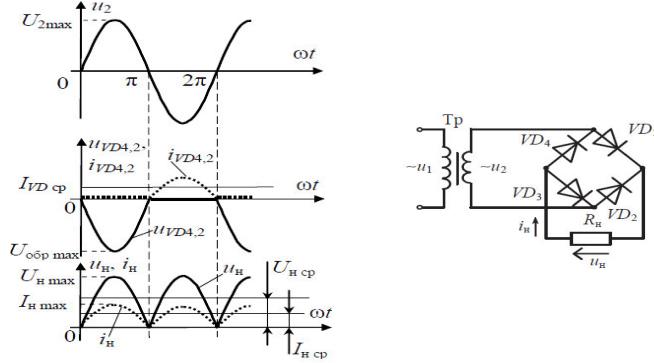


Рис. 3. Схема однофазного мостового выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу.

Основные параметры данной схемы:

$$U_{h\text{cp}} = \frac{2U_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \approx 0,9U$$

$$I_{h\text{cp}} = \frac{2I_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi} \approx 0,9I$$

$$\varepsilon = \frac{U_{m1}}{U_{h\text{cp}}} = \frac{2\pi}{3} = 0,67$$

Используя рассмотренные выше принципы, можно построить схемы выпрямителей, работающих от трехфазной сети переменного тока. Для получения схемы *трехфазного однополупериодного выпрямителя* необходимо использовать входной источник со схемой соединения «звезда» и три однополупериодных выпрямителя.

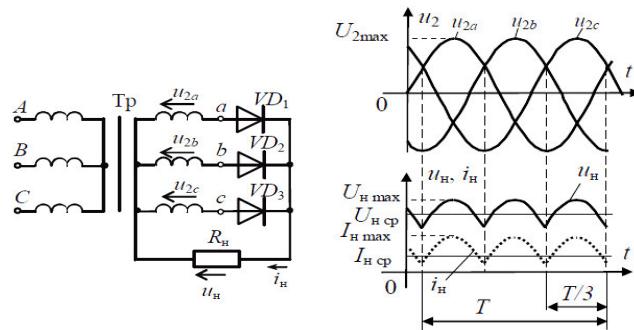


Рис. 4. Схема трехфазного однополупериодного (с нулевой точкой) и временные диаграммы, поясняющие его работу

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

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

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

Коэффициент пульсаций

$$\varepsilon = \frac{U_{m3}}{U_{h_{cp}}} = 0,25$$

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

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

Средний ток через диод равен

$$I_{VD_{cp}} = \frac{I_{h_{cp}}}{3}$$

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_n , 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. 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 $T/6$.

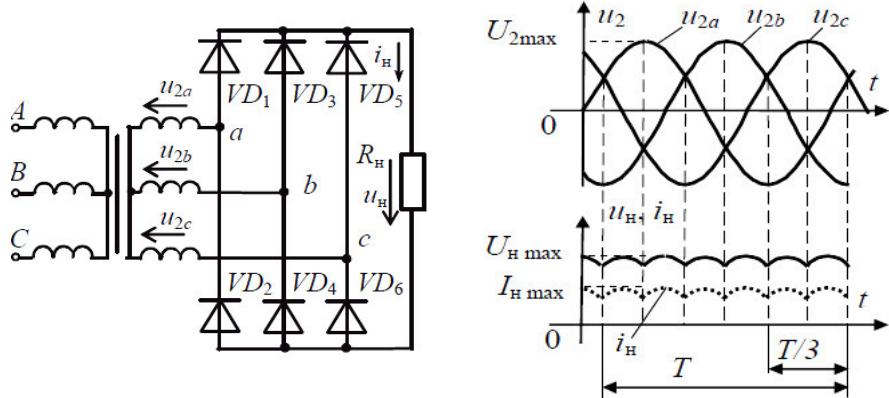


Рис. 5. Схема трехфазного двухполупериодного выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу

Основные параметры

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

$$U_{VD\ o\bar{b}\rho} = U_{m\ \lambda}$$

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

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.

Для устранения нежелательного влияния переменной составляющей напряжения в цепях питания применяются фильтры, которые должны вносить максимально большое затухание для переменной составляющей и минимальное затухание для постоянной составляющей напряжения.

Основным показателем фильтра является коэффициент сглаживания, который, являясь безразмерной величиной, определяется как отношение коэффициента пульсаций на входе фильтра к коэффициенту пульсаций на его выходе. Обычно коэффициент сглаживания рассчитывается по первой гармонике переменной составляющей. Определяя коэффициент пульсаций через отношение амплитуды первой гармоники к постоянной составляющей (среднему значению) напряжения, можно коэффициент сглаживания представить в виде

$$q = \frac{K_{\phi}}{K_{II}}$$

где K_F – отношение амплитуд первой гармоники на входе U_{m1} и на выходе U_{m2} фильтра, называемое коэффициентом фильтрации; K_P – величина, обратная отношению среднего значения напряжения на выходе U_{02} и на входе U_{01} фильтра, которая называется коэффициентом передачи. С учетом принятых обозначений коэффициент фильтрации фильтра $K_F=qK_P$.

Эффект сглаживания в фильтре может быть достигнут либо введением в последовательную с нагрузкой цепь элемента с большим реактивным сопротивлением для спектра подавляемых частот, либо подключением параллельно нагрузке элемента с очень малым сопротивлением для указанных частот.

Сглаживающие фильтры делятся на две основные категории. К первой относятся фильтры, в состав которых входят только пассивные реактивные элементы (катушки индуктивности и конденсаторы), а к другой – фильтры, которые содержат также активные элементы, например, транзисторы, работающие в усилительном режиме.

Если пульсация напряжения происходит на одной или нескольких фиксированных частотах, то целесообразно применять резонансные фильтры, у которых собственная частота LC-контуров совпадает с частотами пульсаций напряжения. В случае необходимости подавления спектра частот применяется фильтр, собственная частота которого выбирается меньше, чем частота наиболее низкой гармоники сглаживаемого напряжения.

Фильтрация переменной составляющей основана на том, что последовательно с нагрузкой включаются элементы, имеющие большое сопротивление для переменной составляющей выпрямленного тока и малое для постоянной, а параллельно нагрузке элементы, имеющие малое сопротивление для переменной составляющей и большое для постоянной составляющей. Последовательными элементами могут быть катушка индуктивности с ферромагнитным сердечником или параллельный контур, настроенный в резонанс на частоту пульсаций. Элементом, включаемым параллельно нагрузке, может быть конденсатор большой емкости или последовательный контур, настроенный в резонанс на частоту пульсации.

Простейшие из фильтров состоят из одного конденсатора или одного дросселя. Более сложные – из одного Г-образного звена – соединения дросселя и конденсатора (звено L, C), или конденсатора и резистора (звено R, C) или одного П-образного звена. П-образное звено состоит из конденсатора и Г-образного звена. В Г-образном звене фильтра последовательно с нагрузкой включается дроссель или резистор и параллельно –

конденсатор. П-образный фильтр имеет два звена. Первым является конденсатор, а вторым – какой-либо Г-образный фильтр.

Сглаживающие фильтры разделяются на однозвенные и многозвенные. Последние представляют собой фильтры, в которых последовательно включается несколько звеньев. В свою очередь, однозвенные фильтры могут содержать один или несколько реактивных элементов.

Рассмотрим примеры некоторых пассивных фильтров.

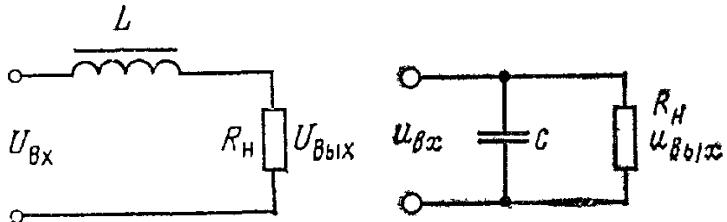


Рис. 6 Индуктивный и емкостной сглаживающие фильтры

Индуктивный фильтр состоит из дросселя, включенного последовательно с нагрузкой. Дроссель – это катушка индуктивности с ферромагнитным сердечником. Любое изменение тока в цепи с индуктивностью вызывает появление ЭДС самоиндукции, препятствующей этому изменению, поэтому переменная составляющая выпрямленного тока будет уменьшаться (сглаживаться). Емкостной фильтр представляет собой конденсатор, включенный параллельно сопротивлению нагрузки. Для получения достаточно большого коэффициента сглаживания необходимо выбрать емкость конденсатора такой, чтобы его сопротивление переменной составляющей тока было заметно меньше сопротивления нагрузки.

Коэффициент фильтрации фильтра с одним идеальным индуктивным элементом L равен $K\Phi=1+2\pi fL/RH$, где f – частота нижней гармоники фильтруемого напряжения. Учитывая, что второе слагаемое всегда значительно больше единицы, то с достаточной точностью $K\Phi=2\pi fL/RH$. Сглаживающий фильтр с одним индуктивным элементом не нашел широкого применения, так как его свойства сильно зависят от величины и характера нагрузки. Недостатком является и то, что конструкция фильтра требует применения громоздкого дросселя, стальной сердечник которого должен иметь воздушный зазор.

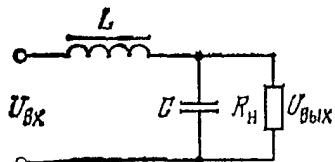


Рис. 7. LC-фильтр

LC-фильтр или Г-образный фильтр состоит из дросселя, включенного последовательно в цепь выпрямленного тока, и конденсатора, подключенного параллельно нагрузке. Применение двух реактивных элементов улучшает сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения. В Г-образном фильтре реактивное сопротивление конденсатора, так же как и в фильтре с конденсатором, выбирается значительно меньше сопротивления нагрузки, а индуктивное сопротивление дросселя фильтра делается много большим сопротивления конденсатора. Таким образом, Г-образный фильтр является реактивным делителем переменного напряжения. Практически все напряжение пульсаций падает на дросселе фильтра. Выпрямителю, работающему на Г-образный фильтр, обеспечивается индуктивная реакция нагрузки, так как реактивное сопротивление дросселя для первой гармоники больше сопротивления нагрузки и больше реактивного сопротивления конденсатора.

Чтобы потери выпрямленного напряжения в фильтре были малы, дроссель должен выполняться так, чтобы активное сопротивление его обмотки было незначительно по сравнению с сопротивлением нагрузки. Поэтому при выводе расчетных формул активным сопротивлением обмотки дросселя пренебрегают.

Коэффициент сглаживания данного фильтра будет равен:

$$q = m^2 \omega_c^2 L_{op} C - 1$$

m – число фаз выпрямления.

При расчете фильтра необходимо обеспечить такое соотношение реактивных сопротивлений дросселя и конденсатора, при которых не могли бы возникнуть резонансные явления на частоте пульсаций выпрямленного напряжения. Для этого необходимо, чтобы собственная частота фильтра ω_f была хотя бы в 2 раза меньше частоты пульсаций ($\omega_f \leq 0,5m \omega_c$). Это условие всегда выполняется при $q > 3$.

Постоянный ток нагрузки, протекая по обмотке дросселя, создает по-стоянное подмагничивание его сердечника, что смещает рабочую точку на кривой намагничивания на пологий участок, соответствующий магнитному насыщению. Это приводит к уменьшению магнитной проницаемости и, следовательно, индуктивности дросселя. Для снижения влияния подмагничивания на индуктивность дросселя сердечник дросселя выполняется с немагнитным зазором.

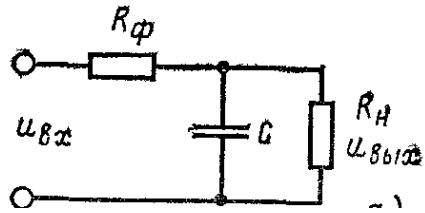


Рис. 8. RC-фильтр

Иногда в LC-фильтре заменяют индуктивность на сопротивление. Получается Г-образный RC-фильтр. Переменная составляющая тока будет проходить через сопротивление фильтра R_ϕ и конденсатор C . Так как емкостное сопротивление конденсатора мало по сравнению с сопротивлением фильтра, то последним можно пренебречь. Выходное напряжение пульсаций определяется общим сопротивлением параллельного включения конденсатора и нагрузки. Коэффициент сглаживания данного фильтра будет равен:

$$q = \frac{m\omega_c CR_H R_\phi}{R_H + R_\phi}$$

Если сопротивление фильтра мало по сравнению с сопротивлением нагрузки, то коэффициент сглаживания одного Г-образного звена RC-фильтра

$$q = m\omega_c CR_\phi$$

Зная требуемый коэффициент сглаживания фильтра и определяя сопротивление фильтра $R_\phi = (0,05 - 0,3)R_H$ находим емкость фильтра C :

$$C = \frac{q}{m\omega_c R_\phi}$$

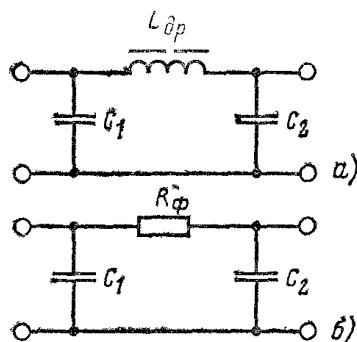


Рис. 9. П-образные фильтры: а) CLC; б) CRC.

П-образный фильтр состоит из двух звеньев: емкостного С, включенного на входе фильтра, и следующего за ним Г-образного LC- или RC-звена. Коэффициент сглаживания П-образного фильтра выше, чем у однозвенного, и равен произведению коэффициентов сглаживания первого и второго звеньев.

Электронные или активные фильтры

Электронными или активными фильтрами электропитания называются фильтры с применением активных усилительных элементов. В различных литературных источниках такие фильтры также называют транзисторными. Активные фильтры можно разделить на две основные группы:

- фильтры с линейным принципом регулирования энергии;
- фильтры с импульсным принципом регулирования энергии.

Рассмотрим пример транзисторного фильтра.

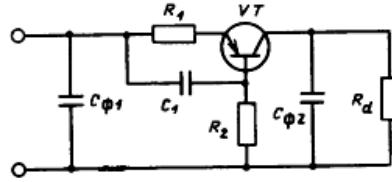


Рис. 10. Транзисторный последовательный фильтр

Принцип действия такого фильтра основан на нелинейности вольт-амперных характеристик транзистора. Зависимость коллекторного тока I_C от напряжения эмиттер-коллектор U_{CE} такова, что транзистор обладает весьма большим сопротивлением переменному току (большим динамическим сопротивлением). На рис. 3.10 приведена схема транзисторного П-образного фильтра. Первое звено фильтра представлено конденсатором $C_{\phi 1}$, а второе, Г-образное, состоит из транзистора VT и конденсатора $C_{\phi 2}$. Ток коллектора транзистора определяется током эмиттера I_E . Если последний поддерживается постоянным, то колебания входного напряжения, вызванные, например, пульсацией выпрямленного напряжения, не вызывают изменения I_C (следовательно, и напряжения на нагрузке), а приводят только к перемещению рабочей точки транзистора по пологой части его характеристики $I_C=f(U_{CE})$. Для того, чтобы ток эмиттера I_E не изменялся под воздействием пульсаций, в цепь транзистора введены сопротивление R_1 и конденсатор C_1 . Емкость конденсатора C_1 выбирается достаточно большой, чтобы обеспечить постоянство тока I_E при воздействии пульсаций. Режим работы транзистора по постоянному току задается в схеме фильтра сопротивлением в цепи базы R_2 .

В рассмотренной схеме транзистор включен последовательно с нагрузкой, но существуют также схемы с параллельным включением транзистора, принцип действия которых также основан на нелинейности сопротивления транзистора.

Транзисторные фильтры целесообразно применять для согласования пульсаций низких частот в маломощных выпрямителях. В этих случаях использование их может дать выигрыш в массе и габаритах выпрямительного устройства. Основными недостатками

транзисторных фильтров по сравнению с обычными пассивными являются более высокая стоимость, трудность обеспечения защиты транзистора в аварийных режимах и более низкая надежность.

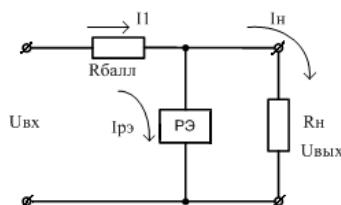
Фильтры с импульсными принципами регулирования нашли широкое применение в современных источниках питания и их количество постоянно растет. Коэффициент полезного действия таких фильтров весьма высок и практически не зависит от величины входного напряжения и пульсаций (или зависит много меньше, чем у линейных). Основную функцию фильтрации (сглаживания) низкочастотных пульсаций выполняют импульсные преобразователи. Одним из наиболее распространенных активных фильтров является корректор коэффициента мощности.

3. Стабилизаторы напряжения линейного типа.

Стабилизатор – устройство автоматического поддержания в заданных пределах напряжения или тока при воздействии дестабилизирующих факторов (напряжение, ток, температура, давление, влажность и пр.).

Стабилизатор должен обязательно иметь регулирующий орган РЭ - регулирующий элемент). В зависимости от способа включения РЭ все стабилизаторы делят на параллельные и последовательные.

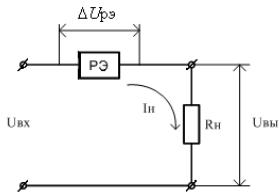
В параллельном стабилизаторе РЭ включен параллельно нагрузке. Эти стабилизаторы не боятся перегрузок по току и КЗ нагрузки.



$$I_1 = I_{P\mathcal{E}} + I_H$$

Через балластный резистор $R_{БАЛЛ}$ протекает ток I_1 . Если изменяется входное напряжение, то путем изменения тока $I_{P\mathcal{E}}$ можно менять падение напряжения на $R_{БАЛЛ} \rightarrow \Delta U = R_{БАЛЛ}(I_{P\mathcal{E}} + I_H)$ и тем самым поддерживать выходное напряжение $U_{вых}$ постоянным $U_{вых} = U_{bx} - \Delta U$.

В последовательном стабилизаторе РЭ включен последовательно в цепь тока нагрузки



Здесь $U_{BX} = \Delta U_{P\mathcal{E}} + U_{ВыХ}$. Если изменяется входное напряжение, то путем изменения внутреннего сопротивления РЭ можно изменять падение напряжения на нём и поддерживать выходное напряжение постоянным $U_{ВыХ} = const$.

В зависимости от того, чем управляет РЭ все стабилизаторы делят на параметрические и компенсационные.

В параметрических стабилизаторах управление РЭ производится тем же внешним воздействием, которое нарушает постоянство выходной величины. В них используются нелинейные свойства характеристик приборов (вольт-амперных, ампер-вольтовых, вебер-амперных, Ом-градусных, вольт-секундных и др.) - это стабилитроны, дроссели насыщения, термосопротивления и т.п.

В компенсационных стабилизаторах управление РЭ производится отклонением выходной величины от заданного значения независимо от того, чем вызвано это отклонение. Эти стабилизаторы содержат эталон и цепь обратной связи.

Стабилизаторы характеризуются рядом параметров, основными из которых являются:

1. Коэффициент стабилизации по входному напряжению вnomинальном режиме:

$$K_U = \frac{\Delta U_{BX}}{U_{BX}} \Big/ \frac{\Delta U_{ВыХ}}{U_{ВыХ}}$$

иногда используется нестабильность выходного напряжения при неизменной нагрузке (или статическая ошибка)

$$\delta_U = \frac{\Delta U_{ВыХ}}{U_{ВыХ}} \quad \text{при } I_H = const$$

2. Внутреннее сопротивление стабилизатора:

$$R_i = \frac{\Delta U_{ВыХ}}{\Delta I_{ВыХ}} \quad \text{при } U_{BX} = const.$$

Зная R_i можно найти $\Delta U_{ВыХ}$ при изменении тока нагрузки.

Вместо R_i иногда используют нестабильность выходного напряжения по току нагрузки (или динамическая ошибка):

$$\delta_i = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \quad \text{при} \quad U_{\text{вых}} = \text{const}$$

3. Температурная нестабильность:

$$\delta_T = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta T} \left[\frac{\text{Вольт}}{\text{градус}} \right] \quad \text{или} \quad \delta_T = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}} \cdot \Delta T} \left[\%^{\circ}\text{C} \right]$$

При $U_{\text{вых}} = \text{const}$

$$R_H = \text{const}$$

4. Коэффициент сглаживания пульсаций:

$$q = \frac{U_{m\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \Big/ \frac{U_{m\text{вых}}}{U_{\text{вых}}},$$

где U_m - амплитуда пульсаций.

Если пульсации считать нестабильностью входного напряжения определённой частоты, то q должен быть равным K_U , но обычно это не выполняется в компенсационных стабилизаторах из-за частотных свойств цепи обратной связи, поэтому $q \neq K_U$.

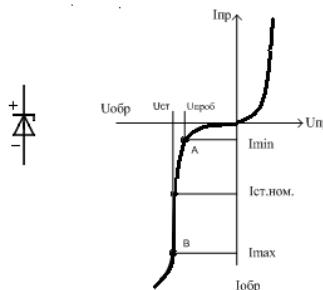
5. Коэффициент полезного действия: $\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}$.

Стабилизаторы напряжения переменного тока дополнительно характеризуются нестабильностью по частоте сети (δ_f), нестабильностью входного импеданса (δ_z) и коэффициентом мощности. Существенны также их масса, объём и срок службы.

Параметрические стабилизаторы

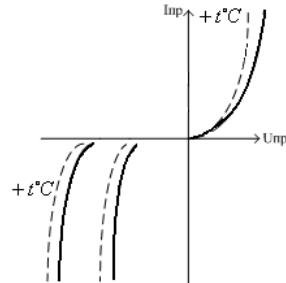
1. Параметрические стабилизаторы напряжения постоянного тока.

В качестве РЭ здесь, как правило, применяют стабилитроны, в которых используется обратный участок ВАХ – участок пробоя.



На рабочем участке значительным изменениям тока соответствует слабое изменение U_{CT} . Если превысить I_{max} , то мощность рассеиваемая на стабилитроне, будет больше допустимой и он выйдет из строя.

Недостатком стабилитронов является существенная зависимость напряжения от температуры, но теплового гистерезиса эти характеристики не имеют. Обычно температурный коэффициент напряжения имеет величину около $\alpha_T = 0,1\%/\text{°C}$, причем, его ВАХ в отличие от простого р-п перехода смещается по горизонтальной оси, как показано на рисунке.



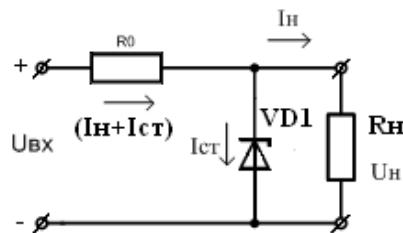
Это свойство используется для термокомпенсации. Поэтому путем последовательного включения стабилитронов можно получить температурный коэффициент до $\alpha_T = 0,0005\%/\text{°C}$ (прецзионные стабилитроны).



Хотя внутреннее сопротивление (дифференциальное) этой цепочки больше, чем у одного диода $r_d = \frac{\Delta U_{CT}}{I_{\max} - I_{\min}}$, но стабильность высокая.

Диапазон напряжений – от единиц до десятков вольт, токи – от долей мА до единиц Ампер. Емкость перехода порядка 1...7 нФ, поэтому стабилитрон практически безынерционен до частот ~ 1 МГц, высокая надежность и большой срок службы. Стабилитроны с напряжением менее трёх вольт работают на прямом участке ВАХ и называются стабисторами.

Простейший параметрический стабилизатор состоит из балластного резистора R_0 и стабилитрона VD1:



При заданных минимальных и максимальных значениях $U_{BX}, I_H(R_H), R_0$ рабочая точка на ВАХ стабилитрона не должна выходить за пределы рабочего (линейного) участка.

3.10 Обратные связи в усилителях. Типовые схемы усилительных каскадов на биполярных транзисторах. Дифференциальный усилитель.

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности.

Все виды обратной связи могут очень сильно изменять свойства усилителя. Как внутренними, так и паразитными связями нельзя управлять, и они нередко изменяют свойства усилителя в нежелательном направлении, например, приводят к самовозбуждению усилителя. Внешняя же обратная связь легко управляема и ее вводят для улучшения свойств усилителя: повышения стабильности коэффициента усиления, снижения искажений всех видов, уменьшения собственных помех и т.д.

Замкнутый контур, образуемый цепью обратной связи и частью схемы усилителя, к которой эта цепь присоединена, называют петлей обратной связи. Если в усилителе имеется только одна петля обратной связи, связь называют одно-петлевой или одноканальной (рис. 3, а), если петель несколько, ее называют много-петлевой или многоканальной (рис. 3, б и в). Связь, охватывающую один каскад усилителя, нередко называют местной обратной связью (рис. 3,в).

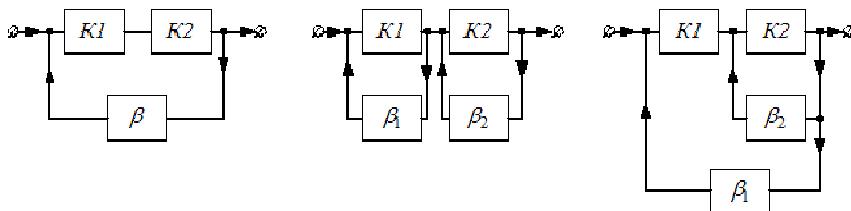


Рисунок 3 – Виды обратной связи: а – однопетлевая,
б – двухпетлевая с независимыми петлями, в – многопетлевая с одной петлей

Цепь обратной связи можно присоединить к входу и выходу схемы разными способами. Если цепь обратной связи присоединить к выходу схемы параллельно нагрузке, то напряжение обратной связи будет пропорционально напряжению на нагрузке; такую обратную связь называют обратной связью по напряжению (рис. 4.4, а). Если же цепь обратной связи присоединить к выходу устройства последовательно с нагрузкой, напряжение обратной связи будет пропорционально току в нагрузке, и обратную связь называют обратной связью по току (рис. 4, б). Если в схеме осуществлена комбинация обоих способов (рис. 4, в), связь называют комбинированной по выходу или смешанной по выходу обратной связью.

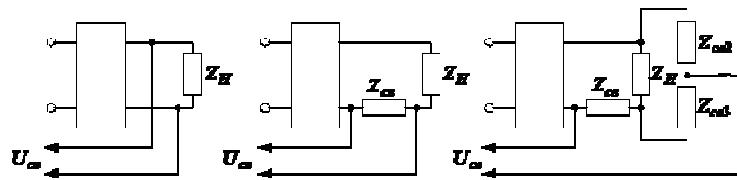


Рисунок 4 – Способы снятия обратной связи:

а – по напряжению, б – по току, в – смешанная по выходу ОС

К входу устройства цепь обратной связи также можно подключить тремя способами: последовательно с источником сигнала (рис. 5, а), параллельно ему (рис. 5, б) и смешанным способом (рис. 5, в); в первом случае связь называют последовательной обратной связью, во втором – параллельной обратной связью, и в последнем – комбинированной по входу или смешанной по входу обратной связью.

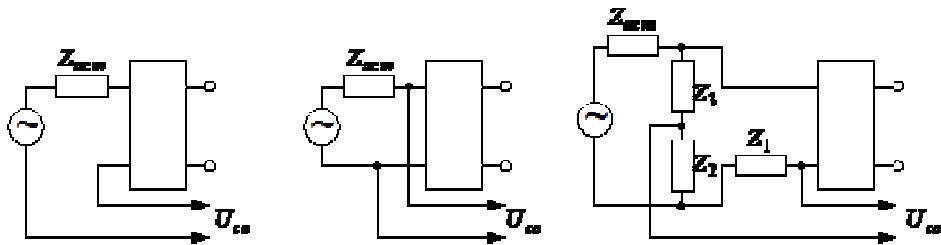


Рисунок 5 – Способы введения обратной связи:

а – последовательная, б – параллельная, в – смешанная по входу ОС

Обратную связь называют положительной (ПОС), если ее напряжение находится точно в фазе с напряжением сигнала, подводимым ко входу устройства, и складывается с последним, увеличивая таким образом напряжение сигнала на входе. Если же напряжение обратной связи находится точно в противофазе с входным, а, следовательно, вычитается из него, уменьшая сигнал на входе, обратную связь называют отрицательной ООС. При сдвиге фаз между напряжением обратной связи и входным напряжением, отличающимся как от 0° , так и от 180° , обратную связь называют комплексной.

Если цепь обратной связи не содержит реактивных сопротивлений (индуктивностей, емкостей), а поэтому отношение напряжения обратной связи на выходе цепи к напряжению на ее входе от частоты не зависит, обратную связь называют частотно-независимой; если же цепь обратной связи содержит реактивные сопротивления и указанное отношение напряжений зависит от частоты, связь называют частотно-зависимой.

Каскады усилителей низкой частоты. Транзисторные схемы усилителей.

Усилительный каскад с общим эмиттером (ОЭ)

Полупроводниковая электроника на дискретных (отдельных) компонентах содержит ряд вариантов выполнения усилительного каскада на транзисторе с ОЭ. Принцип действия усилительных каскадов с ОЭ рассмотрим на примере наиболее распространенной схемы (рис. 6). На входе каскада действуют усиливаемые переменные ток i_{ex} и напряжение u_{ex} , а на выходе – усиленные переменные ток i_h и напряжение $u_{вых}$.

В этой схеме усилительного каскада конденсаторы C_1 и C_2 - разделительные. Конденсатор C_1 препятствует протеканию постоянного тока от источника питания E_k в цепь источника входного сигнала. Конденсатор C_2 обеспечивает выделение из коллекторного напряжения переменной составляющей, поступающей на резистор нагрузки R_h . Резисторы базового делителя напряжения R_1 , R_2 задают *режим покоя* транзистора, при котором в нем протекают только постоянные *токи покоя* базы $I_{BП}$, коллектора $I_{KП}$ и эмиттера, а на его базе, коллекторе и эмиттере соответственно действуют постоянные $I_{ЭП}$ напряжения покоя $U_{BП}$, $U_{KП}$, $U_{ЭП}$.

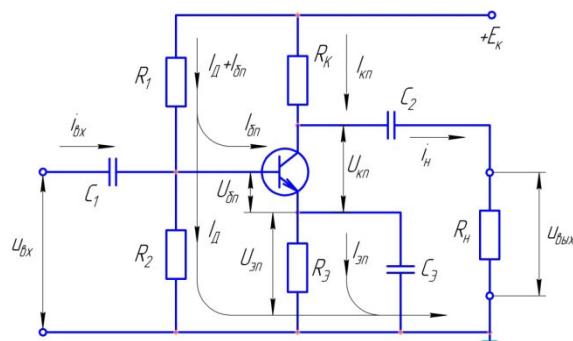


Рис. 6. Схема усилительного каскада с ОЭ

Резистор R_3 и делитель R_1 , R_2 составляют цепь отрицательной обратной связи (ООС), предназначенную для стабилизации режима покоя транзистора при изменении его температуры (для терmostабилизации). Действие обратной связи объясняется следующим образом. При увеличении, например, из-за роста температуры тока коллектора покоя $I_{KП}$ возрастают ток эмиттера покоя $I_{ЭП}$ и падение напряжения на резисторе R_3 , поскольку $U_{ЭП} = I_{ЭП} R_3$. Так как напряжение между базой и землей (база – земля) U_{B3} фиксировано базовым делителем R_1 , R_2 и $U_{B3} = U_{BП} + U_{ЭП}$, то с увеличением напряжения $U_{ЭП}$ уменьшает напряжение $U_{BП}$. Это приводит к призакрыванию транзистора, уменьшению тока базы покоя $I_{BП}$ и, следовательно, снижению тока коллектора покоя $I_{KП}$. Тем самым производится компенсация первоначального увеличения тока коллектора покоя.

Включение резистора R_3 в цепь эмиттера изменяет работу каскада и при усилении переменного сигнала. Переменный ток эмиттера создает на резисторе R_3 падение

напряжения $u_3=i_3R_3$, которое уменьшает усиливаемое напряжение, подводимое к базе транзистора, ведь $u_B=u_{ex}-u_3$. При этом снижается и коэффициент усиления каскада, поскольку действует ООС по переменному току. Для ее исключения резистор R_3 шунтируют конденсатором C_2 достаточно большой емкости. Поскольку сопротивление конденсатора мало, то переменный ток протекает по нему и не создает падения напряжения на резисторе R_3 .

В режиме покоя транзистора расчет параметров каскада по постоянному току (т.е. при отключенном входном сигнале) проводят графоаналитическим методом с использованием статических выходных и входных ВАХ транзистора (рис. 7). Этот метод очень нагляден и удобен при нахождении связи параметров режима покоя каскада ($U_{KП}$ и $I_{KП}$) с амплитудными значениями его переменных составляющих – выходного напряжения $U_{вых}$ и коллекторного тока I_{Km} .

При расчетах каскада с ОЭ на выходных характеристиках транзистора (рис. 7, а) проводят линию нагрузки по постоянному току (линия 1-2), положение которой определяется вторым законом Кирхгофа для коллекторной цепи каскада:

$$E_K = U_{KП} + I_{KП}(R_K + R_3)$$

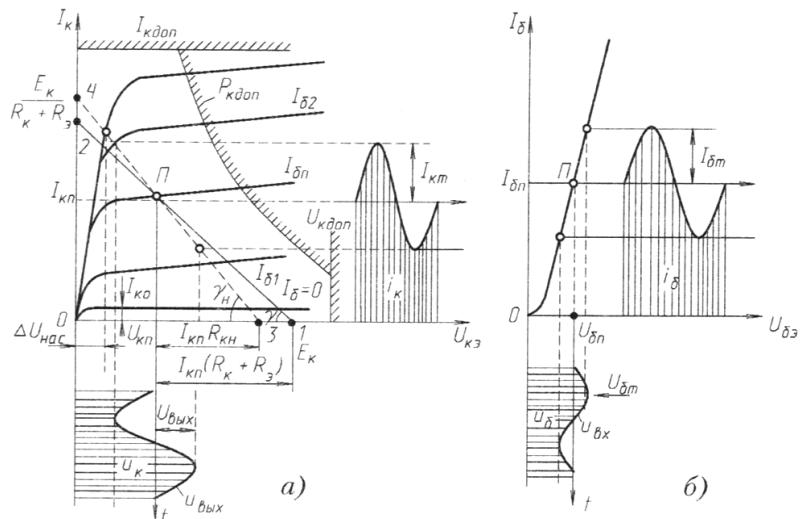


Рис. 7. Графический анализ работы каскада с ОЭ с помощью выходных (а) и входных (б) характеристик

Данную линию можно провести из точки E_K под углом $\gamma = \arcctg(R_K + R_3)$, на практике же ее строят по двум точкам, характеризующим режимы *холостого хода* (точка 1) и *короткого замыкания* (точка 2) в коллекторной цепи транзистора. Для точки 1: ток и напряжение холостого хода $I_{KX}=0, U_{KX}=E_K$; для точки 2: напряжение и ток короткого замыкания $U_{K3}=0, I_{K3}=E_K/(R_K+R_3)$.

При расчетах любые значения тока $I_{КП}$ и напряжения $U_{КП}$ определяются точками пересечения (*рабочими точками*) выходных характеристик с линией нагрузки по постоянному току. Одна из этих точек, полученная для заданного тока базы покоя $I_{БП}$, называется точкой покоя и обозначается буквой П (в некоторых источниках А или О). Используя координаты точки покоя П, можно определить ток коллектора покоя $I_{КП}$, напряжение коллектора покоя $U_{КП}$ и падение напряжения на резисторе R_K , равное $U_{RK}=I_{КП}R_K$. Отметим, что транзистор работает в этом случае в активном режиме.

Для определения параметров выходного сигнала в динамическом режиме усиления (с подключенными входным сигналом и нагрузкой) используют линию нагрузки по переменному току (динамическую линию нагрузки). Если учесть, что сопротивление источника питания E_K и конденсатора C_2 по переменному току малы, то сопротивление нагрузки по переменному току будет определяться параллельно включенными резисторами R_K и R_H :

$$R_{KH} = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H}$$

Поскольку в режиме усиления входного сигнала токи и напряжения транзистора состоят из суммы постоянных и переменных составляющих, то линия нагрузки по переменному току тоже пройдет через точку покоя П. И поскольку $R_{KH} < R_K$, то линия будет находиться под углом $\gamma_h = \arccos g R_{KH}$, большим, чем угол γ . Для ее построения на оси абсцисс отмечают точку 3, где формально напряжение равно сумме $U_{КП} + I_{КП}R_{KH}$, и через нее и точку П проводят прямую (пунктирная линия 3-4 на рис. 7, а).

С целью упрощения расчетов принцип действия каскада с ОЭ рассмотрим при отключенной нагрузке R_H (*режим холостого хода по переменному току*). При подаче на вход каскада переменного напряжения u_{ex} переменный ток базы i_B будет изменяться в соответствии с входной характеристикой (рис. 7, б). Одновременно с этим и по такому же закону станет менять свои значения переменный ток коллектора. Так, например, при увеличении амплитуды входного напряжения возрастает ток базы i_B . Поскольку ток коллектора $i_K = h_{21}i_B$ (h_{21} составляет 50...75), то он тоже возрастет. В результате увеличивается падение переменного напряжения на резисторе R_K (ведь $U_{RK} = i_K R_K$), а переменное напряжение на коллекторе $u_{KЭ} = u_{вых} = E_K - i_K R_K$ уменьшается. При уменьшении же входного напряжения картина меняется на обратную. Из проведенного анализа следует, что каскад с ОЭ наряду с усилением мощности изменяет фазу входного сигнала на 180° .

Точно таким же образом работает схема и при подключении нагрузки R_h , однако переменный коллекторный ток при этом распределяется между резисторами R_k и R_h , что естественно снижает усиление.

При использовании каскада с ОЭ для усиления мощности необходимо учитывать параметры *предельно допустимых режимов* работы транзистора. Таких параметров три и они строятся на выходных характеристиках. Кривая допустимой мощности рассеяния строится по формуле $P_{k,don} = U_{k\beta} I_k$ и представляет собой гиперболу, а линии допустимых коллекторного тока $I_{k,don}$ и напряжения коллектор-эмиттер $U_{k,don}$ – прямые, параллельные осям координат.

В целях исключения искажений формы выходного сигнала необходимо обеспечить такой режим работы транзистора, чтобы рабочая точка, перемещаясь по линии нагрузки, не выходила за пределы *напряжения насыщения* ($\Delta U_{nas} = 0,3 \dots 0,7$ В).

Усилительный каскад с ОЭ:

- позволяет получить наиболее высокий коэффициент усиления по напряжению (десятки единиц) и большой коэффициент усиления по току (десятки единиц);
- имеет невысокое входное (несколько сотен ом – десятков килоом) и относительно большое входное сопротивления (от нескольких до сотен килоом);
- имеет более узкий диапазон частот, в котором обеспечивается равномерное усиление, по сравнению с усилительным каскадом с ОБ;
- вносит фазовый сдвиг 180° в диапазоне средних (рабочих) частот.

Усилительный каскад с общей базой (ОБ)

Входной усиливающий сигнал в схеме усилительного каскада с ОБ подключен между эмиттером и базой, причем последняя по переменному току соединена с корпусом через конденсатор C_B . Назначение резисторов R_1 , R_2 , R_k и конденсаторов C_1 и C_2 такое же, как и в каскаде с ОЭ.

Усилительный каскад с ОБ (рис. 8) не инвертирует фазу входного сигнала. Воздействие, например, отрицательной полуволны входного напряжения приводит к увеличению коллекторного тока и падению напряжения на резисторе R_k . В результате коллекторное (входное) напряжение будет уменьшаться. При воздействии положительной полуволны входного напряжения картина меняется на обратную. Транзисторный каскад с ОБ имеет примерно такой же коэффициент усиления по напряжению, как и каскад с ОЭ, но коэффициент усиления по току меньше единицы, так как входным является эмиттерный, а выходным – коллекторный ток.

Усилительный каскад с ОБ характеризуется:

- малыми нелинейными искажениями;
- хорошими частотными и переходными характеристиками;
- низким входным (десятки ом) и высоким выходным (единицы - десятки мегаом) сопротивлениями;

- коэффициентом усиления по току меньшим единицы ($K_f=0,8\dots0,9$);
- коэффициентом усиления по напряжению, зависящим от сопротивления нагрузки.

Каскад с ОБ находит широкое применение в усилителях и генераторах диапазонов дециметровых и сантиметровых волн. Это связано с тем, что при включении транзистора по схеме с ОБ его предельная частота усиления в ($h_{21}+1$) раз больше, чем в схеме с ОЭ. Следует отметить, что с повышением частоты входного сигнала до СВЧ диапазона коэффициент усиления транзистора уменьшается.

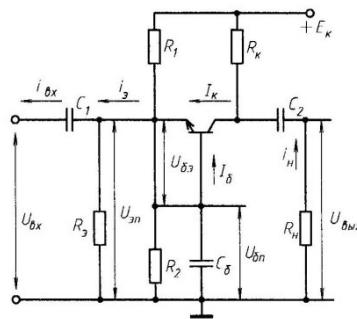


Рис. 8. Усилительный каскад с ОБ

Усилительный каскад с общим коллектором (ОК)

Коллектор транзистора в схеме усилительного каскада с ОК по переменному току заземлен (т.е. соединен с корпусом) через источник питания E_K (рис. 9). При этом входное напряжение подключено между базой и коллектором, а выходное – снимается непосредственно с эмиттера транзистора.

Режим работы усилительного каскада с ОК по постоянному току определяется резистором R_3 . Делитель напряжения R_1, R_2 и разделительные конденсаторы C_1, C_2 выполняют те же функции, что и в каскаде с ОЭ. Согласно принципу действия каскада с ОК, амплитуда выходного напряжения меньше амплитуды входного, поскольку они связаны соотношением $U_{\text{вых}}=U_{\text{вх}}-U_{\text{БЭ}}$. Поэтому *коэффициент усиления по напряжению*

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{БЭ}}}{U_{\text{вх}}} = 1 - \frac{U_{\text{БЭ}}}{U_{\text{вх}}}$$

Как правило, $U_{\text{БЭ}} \ll U_{\text{вх}}$, следовательно, $K_U \approx 1$, а $U_{\text{вых}} \approx U_{\text{вх}}$.

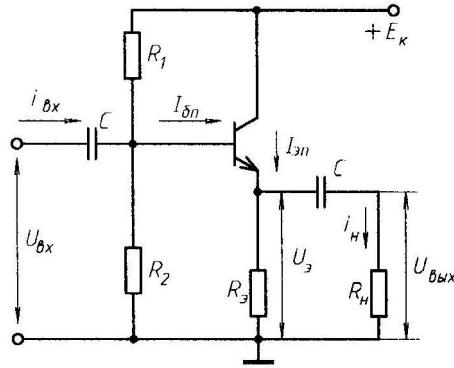


Рис. 9. Усилительный каскад с ОК

Выходное напряжение в каскаде с ОК совпадает с входным по фазе. Так, например, при поступлении положительного приращения входного напряжения ток базы увеличивается, вызывая возрастание токов коллектора и эмиттера. Это приводит к увеличению падения переменного напряжения на сопротивлении R_H , с которого снимается выходное напряжение. При подаче же отрицательного приращения входного напряжения выходное напряжение также получит отрицательное приращение.

Таким образом, выходной сигнал повторяет входной и по амплитуде, и по фазе, поэтому усилительный каскад с ОК называют *эмиттерным повторителем*.

Коэффициент усиления по току эмиттерного повторителя почти такой же, как и у каскада с ОЭ:

$$K_I = \frac{I_H}{I_{Bx}} \approx \frac{I_\vartheta}{I_B} \approx h_{21} + 1$$

Входное сопротивление:

$$R_{Bx} = \frac{U_{Bx}}{I_{Bx}} = \frac{U_{B\vartheta} - U_{\text{вых}}}{I_B} = h_{11} + (h_{21} + 1)R_{\vartheta H}$$

Выходное сопротивление при $h_{21} \gg 1$:

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_H} \approx \frac{U_{Bx}}{I_\vartheta} = \frac{h_{11}}{h_{21} + 1} \approx \frac{h_{11}}{h_{21}}$$

Дифференциальные усилительные каскады.

В идеальном дифференциальном усилителе пара идентичных транзисторов находится в тесном тепловом контакте, так что они остаются в точности одинаковыми во всем рабочем диапазоне температур. Кроме того, необходимо, чтобы суммарный ток эмиттеров не зависел от температуры, для чего в генераторе стабильного тока должна быть применена температурная компенсация напряжения на базе транзистора. Эти требования успешно удовлетворяются в интегральной микросхеме, где все компоненты,

будучи размещены на одном кристалле, оказываются в тесном тепловом контакте. В основе производства интегральных микросхем лежит процедура фотолитографирования. Транзисторы, резисторы и диоды образуются из р- и п-слоев, создаваемых посредством диффузии, для управления которой применяются различные маски. Хотя сами процессы диффузии содержат элемент случайности, в результате чего параметры одной части схемы слегка отличаются от параметров другой части, все же в пределах одного кристалла нетрудно создавать попарно согласованные транзисторы и резисторы, что как раз и обеспечивается применением идентичных масок.

В интегральной микросхеме невозможно создать разделительные конденсаторы емкостью больше нескольких десятков пикофарад; поэтому схемы разрабатываются, как правило, в виде усилителей постоянного тока. Стандартным входным каскадом у интегральной микросхемы является дифференциальный усилитель, поскольку он гарантирует малый дрейф и обеспечивает наличие инвертирующего и неинвертирующего входов. В большинстве интегральных микросхем в качестве выходных каскадов применяется эмиттерный повторитель того или иного вида, благодаря чему выходное сопротивление оказывается малым.

Значительно улучшает схему использование двух одинаковых транзисторов в паре, соединенных эмиттерами — т. н. дифференциальный каскад (см. рис. 10). Дифференциальные каскады в силу их удобства широко применяли еще в эпоху недоступности микросхем, но теперь их отдельно почти не используют, кроме некоторых областей, таких, как звукотехника. Они являются основой операционных усилителей, которые имеет смысл рассматривать как единое целое.

Дифференциальный каскад, как он показан на рис. 10, предполагает два разделенных одинаковых питания (плюс и минус) относительно «земли», но для самого каскада это не более, чем условность — питание всего каскада можно рассматривать, как однополярное (и равное в данном случае $10 + 10 = 20$ В), просто входной сигнал должен находиться где-то посередине между питаниями. Ради удобства проектирования схем источник входного напряжения всегда привязывают к «земле», потенциал которой находится посередине между потенциалами источников питания самого каскада, то есть общее питание рассматривают, как разделенное на два — положительное и отрицательное. Относительно этой же «земли» мы будем также отсчитывать выходные напряжения.

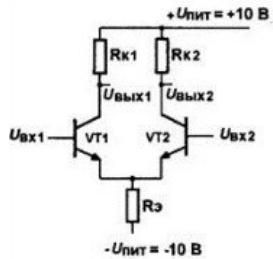


Рис. 10. Дифференциальный каскад на биполярных транзисторах

Так как мы знаем, что база и эмиттер транзистора всегда привязаны друг к другу, то в этой схеме обе базы в рабочем режиме всегда будут иметь одинаковый потенциал. Поэтому, если на них подавать один и тот же сигнал (базовые резисторы на рис. 4.10 не показаны), то ничего происходить не будет — току течь некуда, так как все под одним и тем же напряжением. Вся конструкция из двух транзисторов будет смещаться относительно «земли» в соответствии с поданным сигналом, а на выходах ничего и не шелохнется — это легко проверить. Такой сигнал называют синфазным.

Иное дело, если сигналы на входах различаются — они будут усиливаться. Такой сигнал называют дифференциальным. Это основное свойство дифференциального усилителя, которое позволяет выделять небольшой сигнал на фоне довольно большой помехи. Помеха одинаково — синфазно — действует на оба входа, а полезный сигнал усиливается.

Особенности работы дифференциального каскада:

- входное сопротивление дифференциального каскада равно входному сопротивлению каскада с общим коллектором;
- усиление по напряжению (дифференциальному) составляет 100 и более раз;
- выходы строго симметричны.

3.11 Основные параметры операционных усилителей

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности.

Операционный усилитель является сложным электронным устройством, правильное применение которого зависит от понимания особенностей его работы и знания основных требований, которые он предъявляет к схемам разрабатываемого электронного устройства.

Коэффициент усиления по напряжению K_{U0} характеризует способность ОУ усиливать подаваемый на его входы дифференциальный сигнал

$$K_{U0} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}}$$

Типовое значение коэффициента усиления ОУ составляет до $10^5 \dots 10^6$ или 100...120 дБ.

Входное напряжение смещения – это потенциал на выходе усилителя при нулевом входном сигнале, который поделен на коэффициент усиления. Данный параметр показывает, какой источник напряжения необходимо подключить к входу ОУ для того, чтобы на выходе получить $U_{\text{вых}}=0$.

Входной ток I_{ex} (входной ток смещения) – ток, протекающий во входных выводах ОУ и необходимый для обеспечения требуемого режима работы его транзисторов по постоянному току. Типовое значение этого тока единицы микроампер – сотни наноампер.

Разность входных токов ΔI_{ex} (ток сдвига) – возникает вследствие неодинаковости коэффициентов передачи тока $h_{21\Theta}$ транзисторов входного каскада ОУ.

Входное сопротивление R_{ex} . Различают дифференциальное входное сопротивление и $R_{\text{вх}} \text{ диф}$ и синфазное входное сопротивление $R_{\text{вх}} \text{ син}$. $R_{\text{вх}} \text{ диф}$ определяется как сопротивление между входами усилителя, а $R_{\text{вх}} \text{ син}$ – как сопротивление между объединенными входными выводами и нулевой шиной. Типовое значение входного сопротивления – сотни килоом.

Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ – сопротивление усилителя, рассматриваемого как эквивалентный генератор. Типовое значение выходного сопротивления – сотни ом.

Коэффициент подавления синфазного сигнала $K_{n \text{ сф}}$ определяет степень подавления (ослабления) синфазной составляющей входного сигнала. Его типовое значение – 50...70 дБ.

Максимальная скорость изменения выходного напряжения характеризует частотные свойства усилителя при его работе в импульсных схемах; измеряется при подаче на вход ОУ напряжения ступенчатой формы. Типовое значение скорости изменения выходного напряжения – единицы вольт/микросекунд.

Частота единичного усиления F_{max} – это частота, на которой модуль коэффициента усиления ОУ равен единице (0 дБ). Обычно эта частота не превышает нескольких мегагерц.

Время установления выходного напряжения $t_{\text{уст}}$ – это время, за которое практически заканчивается переходный процесс. Оно обычно измеряется при максимальных значениях выходного напряжения и нагрузки и оценивается как промежуток времени Δt , прошедший с момента первого достижения уровня 0,1 до момента первого достижения уровня 0,9 установленвшегося значения выходного сигнала при подаче на вход импульса напряжения прямоугольной формы.

Кроме перечисленных обычно задаются и предельно допустимые значения основных эксплуатационных параметров: максимально допустимое напряжение питания;

максимально допустимый выходной ток; диапазон рабочих температур; максимально допустимая рассеиваемая мощность; максимально допустимое входное синфазное напряжение и др. Большинство перечисленных параметров сильно зависят от условий эксплуатации. Эти зависимости обычно задаются графически.

В настоящее время ОУ находят широкое применение при разработке различных аналоговых и импульсных электронных устройств. Объясняется это тем, что, введя в цепи прямой и обратной передачи его сигналов различные линейные и нелинейные цепи, можно направленно синтезировать узлы с требуемым алгоритмом преобразования входного сигнала.

3.12 Общие сведения об импульсных процессах и устройствах. Импульсные режимы работы. Ключи на биполярных и полевых транзисторах. Компараторы, мультивибраторы, генераторы синусоидальных колебаний, генераторы треугольного напряжения.

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности.

1. Общие сведения об импульсных процессах и устройствах. Импульсные режимы работы.

Импульсными называются устройства, предназначенные для генерирования, формирования, преобразования и неискаженной передачи импульсных сигналов (импульсов).

Электрическим импульсом называется напряжение или ток, отличающиеся от нуля или постоянного значения только в течение короткого промежутка времени, который меньше или сравним с длительностью установления процессов в электрической системе, в которой они действуют.

Формы импульсов разнообразны.

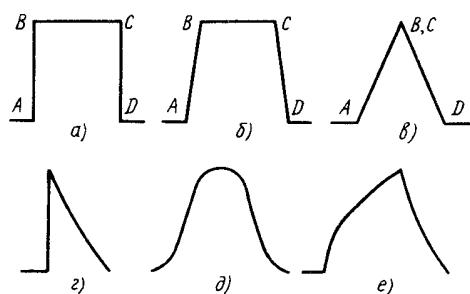


Рис. 1. Идеализированные импульсы: а – прямоугольный; б - трапецидальный; в – треугольный; г – с экспоненциальным срезом; д – колоколообразный; е - с экспоненциальным фронтом и срезом.

Участки импульса: АВ – фронт, ВС – вершина, СД – срез, АД - основание.

Фронт – быстрое нарастание сигнала, вершина – медленное изменение, срез – быстрое убывание сигнала.

Основные параметры импульса.

- 1) высота импульса – A ;
- 2) спад вершины импульса ΔA , находится как разность высоты импульса в момент окончания переходного процесса и в момент окончания вершины импульса;
- 3) длительность импульса t_i , определяется на уровне $0,1A$;
- 4) время установления или нарастания фронта импульса (длительность фронта импульса) t_ϕ , определяется временем нарастания сигнала от уровня 0,1 до уровня 0,9 своего установившегося значения;
- 5) длительность среза импульса t_c ;
- 6) длительность вершины импульса t_b , обычно определяется на уровне $0,9A$;
- 7) выброс импульса δ характеризует наибольшее превышение высоты импульса в переходном процессе над его высотой в стационарном процессе.

Часто вводят активную длительность импульса t_{ia} , измеряемую на уровне $0,5A$ (некоторые устройства начинают действовать, когда значение импульса достигает 50% его высоты).

При периодической последовательности импульсов вводят следующие параметры:

- период повторения импульсов – T ;
- частота повторения $f=1/T$;
- скважность импульсов $Q=T/t_i$;
- коэффициент заполнения $k_3=1/Q=t_w/T$.

Устройства в которых выполняются основные виды преобразований импульсных сигналов или используются эти сигналы можно разделить на следующие типы:

- 1) электрические цепи, обеспечивающие неискаженную передачу импульсов (кабели, трансформаторы, усилители);
- 2) устройства преобразования импульсов, обеспечивающие получение импульсов одной формы из импульсов другой формы, или получение импульсов той же формы, но с другими параметрами (линейные преобразователи, нелинейные формирующие устройства, преобразователи импульсов цифровых устройств);
- 3) устройства, генерирующие импульсы или импульсные генераторы.

Электронные ключи используют для коммутации электрических сигналов (диоды, биполярные транзисторы, полевые транзисторы).

В зависимости от характера коммутируемого сигнала электронные ключи бывают цифровые или аналоговые.

Параметры ключей:

- 1) быстродействие (время переключения ключа);
- 2) пороговое напряжение, в окрестности которого сопротивление ключа резко меняется;
- 3) чувствительность. Минимальный перепад сигнала в результате которого происходит бесперебойное переключение ключа;
- 4) помехочувствительность;
- 5) падение напряжения на ключе в открытом состоянии и ток утечки – в закрытом.

2. Ключи на биполярных и полевых транзисторах.

Чаще всего используются ключи, собранные по схеме с общим эмиттером, как показано на рис. 2. 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 практических случаев для инженерных расчетов можно ограничиться величиной - $U_{\text{КЭнас}}$. Резисторы R_B и R_E должны обеспечивать надежное запирание транзистора при низком уровне управляющего сигнала во всем диапазоне рабочих температур и насыщение при высоком уровне управляющего сигнала.

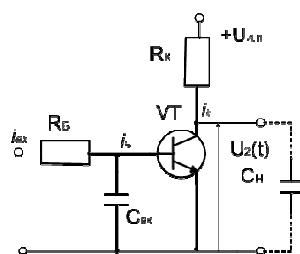


Рис. 2. Схема электронного ключа на биполярном транзисторе.

При расчете необходимо учитывать обратный ток коллектора, протекающий через резистор R_B , и создающий на нем падение напряжения. Суммарное напряжение на эмиттерном переходе определяется выражением: $U_{BE} = U_0 + I_{Kmax} \cdot R_B$, где I_{Kmax} - максимальный ток обратный коллектора, U_0 - напряжение низкого уровня управляющего

сигнала. Очевидно, для надежного запирания транзистора необходимо, чтобы $U_{B\bar{E}} < U_{B\bar{E}_{отс}}$. 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:

$$I_B = (U_1 - U_{B\bar{E}_{отс}}) / (r_b + R_b)$$

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

$$I_{B\text{нас}} = \frac{E - U_{K\bar{E}\text{нас}}}{\beta R_K}.$$

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. 3).

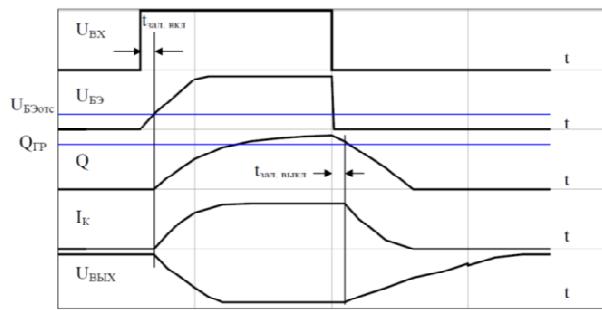


Рис. 3. Переходные процессы в ключе на биполярном транзисторе

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.

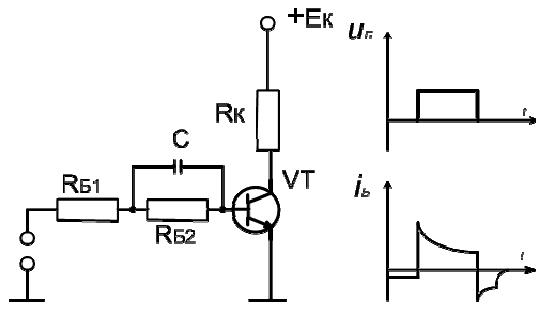
4. В режиме насыщения все токи и напряжения остаются постоянными, при этом заряд в базе продолжает нарастать, хотя и с меньшей скоростью. Заряд, превышающий величину, соответствующую переходу в режим насыщения, называется избыточным.

5. При скачкообразном изменении потенциала на входе ключа 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).

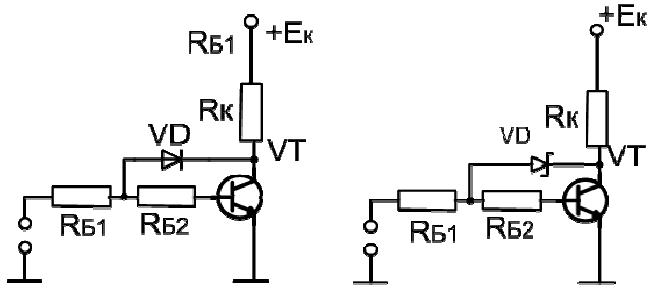
6. В активном режиме заряд базы и ток коллектора уменьшаются до тех пор, пока транзистор не перейдет в режим отсечки. В этот момент входное сопротивление ключа возрастает. Этот этап определяет время выключения.

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. 4, а) и нелинейная обратная связь (рис. 4, б).



а) Ключ с форссирующей цепочкой



б) Ключ с нелинейной обратной связью

Рис. 4. Схемотехнические приемы повышения быстродействия

Принцип работы форссирующей цепочки очевиден: при отпирании транзистора ток базы определяется процессом заряда форссирующей емкости (быстрый переход в режим насыщения), в открытом состоянии ток базы определяется резистором, величина которого выбирается таким образом, чтобы обеспечить неглубокое насыщение транзистора. Таким образом, уменьшается время рассасывания неосновных носителей в базе. При использовании нелинейной обратной связи применяется диод, включенный между базой и коллектором транзистора. Запертый диод не влияет на работу схемы, когда ключ открывается, диод оказывается смещенным в прямом направлении, а транзистор охваченным глубокой отрицательной обратной связью. Для уменьшения времени выключения необходимо обеспечить малое время восстановления обратного сопротивления диода, для чего применяются диоды с барьером Шоттки. Монолитная структура диод Шоттки - биполярный транзистор называется транзистором Шоттки. Ключи на биполярных транзисторах имеют ряд недостатков, ограничивающих их применение:

- Ограничено быстродействие, вызванное конечной скоростью рассасывания неосновных носителей в базе;
- Значительная мощность, потребляемая цепями управления в статическом режиме;

- При параллельном включении биполярных транзисторов необходимо применение выравнивающих резисторов в цепях эмиттеров, что приводит к снижению КПД схемы;

Термическая неустойчивость, определяемая ростом тока коллектора при увеличении температуры транзистора.

3. Компараторы, мультивибраторы, генераторы синусоидальных колебаний, генераторы треугольного напряжения.

Компараторы на основе ОУ

Устройство сравнения аналоговых сигналов (*компаратор*) выполняет функцию сравнения либо двух входных сигналов между собой, либо одного входного сигнала с некоторым наперед заданным эталонным уровнем. При этом на выходе устройства формируется только два значения выходного сигнала: если один из сравниваемых сигналов больше другого, то выходной сигнал равен A_v , в противном случае выходной сигнал равен A_h . В общем случае в качестве входных и выходных сигналов схемы сравнения могут выступать различные параметры постоянного тока. Но наиболее часто под A_v и A_h подразумевают напряжения.

Следует отметить, что в общем случае напряжение U_v и U_h могут отличаться как по величине, так и по знаку. Однако на практике наибольшее распространение получили устройства, формирующие на выходе либо напряжения противоположной полярности при практически равных абсолютных значениях, либо напряжения одной полярности. Первый случай характерен для использования в качестве схемы сравнения операционного усилителя, второй – при использовании специализированных интегральных схем. Во втором случае выходные напряжения компаратора согласованы по величине и полярности с сигналами, используемыми в цифровой технике. Поэтому можно сказать, что входной сигнал компаратора носит аналоговый характер, а выходной – цифровой. Вследствие этого компараторы часто выполняют роль элементов связи между аналоговыми и цифровыми устройствами, т.е. выполняют роль простейших аналого-цифровых преобразователей.

Компараторы представляют собой схемы, обеспечивающие сравнение двух входных напряжений. Напряжение на выходе компаратора скачкообразно изменяется, когда одна из сравниваемых величин становится больше другой.

В реле защиты широко используются компараторы, в которых одной входной величиной является опорное напряжение заданного значения, а другой — напряжение,

пропорциональное измеряемому напряжению или току, которое поступает от соответствующих датчиков.

Компараторы используются также в качестве нуль-индикаторов. В них один из входов компаратора заземляется и скачкообразное изменение выходного напряжения происходит при переходе измеряемого сигнала через нулевое значение. Одна из типовых схем компаратора показана на рис. 5. На вход 1 подается измеряемый сигнал, а на вход 2 — опорное напряжение. Пока измеряемое напряжение меньше опорного, на выходе ОУ держится максимальное выходное напряжение, совпадающее по знаку с опорным. Как только измеряемое напряжение станет больше опорного примерно на величину, равную свойственному данному ОУ напряжению суммирующей точки, выходное напряжение немедленно изменит свой знак на противоположный, сохранив максимальное значение. Диоды VD1 и VD2 защищают входы ОУ от повышенных значений дифференциального напряжения. Если нужно ограничить выходное напряжение определенным уровнем, то в цепи обратной связи устанавливают два стабилитрона, включенных встречно.

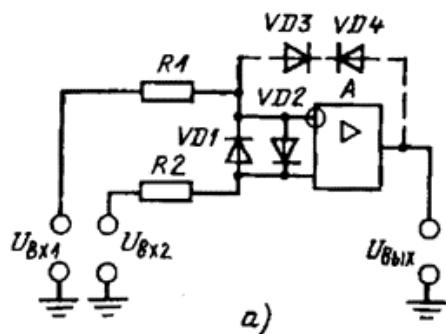


Рис. 5. Компаратор однопороговый для однополярных сигналов

Активные фильтры

Усилители, имеющие избирательные свойства, условно подразделяют на фильтры низких и высоких частот, а также полосовые и режекторные (заграждающие). Фильтры низких и высоких частот соответственно пропускают только низкие или только высокие частоты, *полосовые* и *режекторные* обеспечивают пропускание или непропускание сигналов определенных частот.

Для получения у усилителей избирательных свойств в области низких частот (ниже 20 кГц) преимущественно применяют RC-цепи интегрирующего или дифференцирующего типа. Они включаются на входе или выходе усилителя и охватывают его частотно-зависимой обратной связью.

В области высоких частот в качестве фильтров низких частот широко применяют высокочастотные дроссели, а полосовые и режекторные фильтры выполняют на основе использования катушек индуктивности (LC-фильтры).

В отдельных случаях применяют электромеханические фильтры, которые относятся к числу полосовых и имеют резонансную частоту, равную частоте собственных механических колебаний системы. Добротность таких фильтров обычно высокая (сотни тысяч единиц), но перестройка частоты затруднена. Поэтому электромеханические фильтры в основном применяют в технике связи или радиовещания, где имеются стандартные определенные рабочие частоты.

Под *активными* фильтрами обычно понимают электронные усилители, содержащие RC-цепи, включенные так, что у усилителей появляются избирательные свойства. При их применении удается обойтись без громоздких, дорогостоящих и нетехнологичных катушек индуктивности и создать низкочастотные фильтры в микроэлектронном исполнении, в которых основные параметры могут быть изменены с помощью навесных резисторов и конденсаторов.

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.

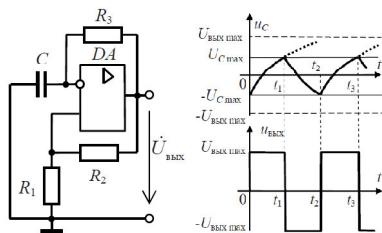


Рис. 6. Мультивибратор симметричных колебаний
и его временные диаграммы

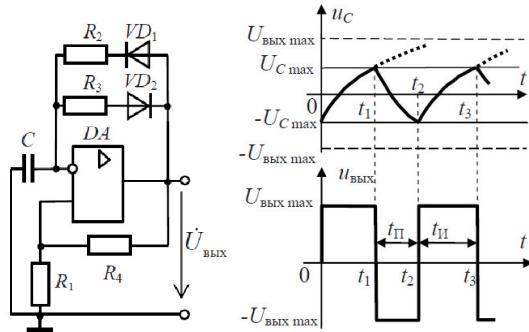


Рис. 7. Мультивибратор несимметричных колебаний и его временные диаграммы

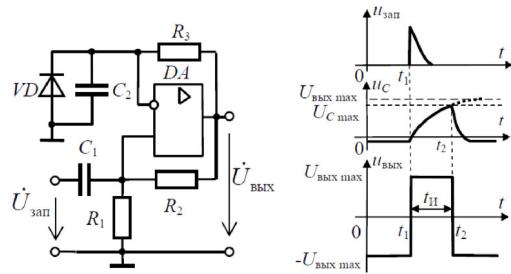


Рис. 8. Мультивибратор в ждущем режиме

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 $f_o=1/2\pi CR$.

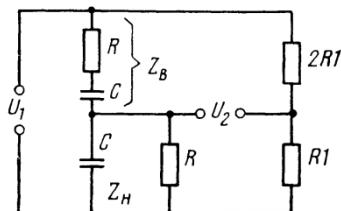


Рис. 9. Схема моста Вина

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 $2C$.

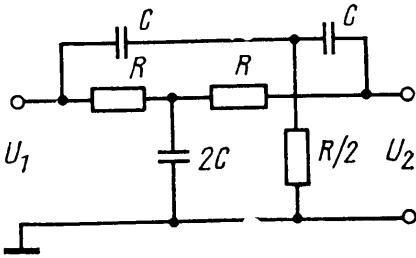


Рис. 10. Схема моста типа 2Т

3.13 Цифровой сигнал. Системы счисления. Логические функции и логические элементы. Основные теоремы алгебры логики. Триггеры в интегральном исполнении: R-S, D, T, J-K. Счетчики и распределители импульсов, мультиплексоры и демультиплексоры. Регистры. Дешифраторы и шифраторы. Сумматоры.

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности.

1. Цифровой сигнал. Системы счисления. Логические функции и логические элементы. Основные теоремы алгебры логики.

Цифровая электроника в настоящее время все более и более вытесняет традиционную аналоговую. Ведущие фирмы, производящие самую разную электронную аппаратуру, все чаще заявляют о полном переходе на цифровую технологию. Причем это относится как к бытовой технике (аудио-, видеоаппаратура, средства связи), так и к профессиональной технике (измерительная, управляющая аппаратура). Ставшие уже привычными персональные компьютеры также полностью реализованы на основе цифровой технологии.

Интегральная микросхема — микроэлектронное устройство — электронная схема произвольной сложности, изготовленная на полупроводниковом кристалле (или пленке) и помещенная в неразборный корпус, или без такового, в случае вхождения в состав *микросборки*.

Аналоговый сигнал — это сигнал, который может принимать любые значения в определенных пределах (например, напряжение может плавно меняться в пределах от нуля до десяти вольт). Устройства, работающие только с аналоговыми сигналами, называются аналоговыми устройствами.

Цифровой сигнал — это сигнал, который может принимать только два значения. Причем разрешены некоторые отклонения от этих значений. Например, напряжение может принимать два значения: от 0 до 0,5 В (уровень нуля) или от 2,5 до 5 В (уровень единицы). Устройства, работающие исключительно с цифровыми сигналами, называются цифровыми устройствами.

В отличие от аналоговых, цифровые сигналы, имеющие всего два разрешенных значения, защищены от действия шумов, наводок и помех гораздо лучше. Небольшие отклонения от разрешенных состояний никак не искажают цифровой сигнал, так как всегда существуют зоны допустимых отклонений. Именно поэтому цифровые сигналы допускают гораздо более сложную и многоступенчатую обработку, гораздо более длительное хранение без потерь и гораздо более качественную передачу, чем аналоговые. К тому же поведение цифровых устройств всегда можно абсолютно точно рассчитать и предсказать. Цифровые устройства гораздо меньше подвержены старению, так как небольшое изменение их параметров никак не отражается на их функционировании. Кроме того, цифровые устройства проще проектировать и отлаживать.

Все цифровые устройства строятся из логических микросхем, каждая из которых обязательно имеет следующие выводы:

- выводы питания: общий (или «земля») и напряжения питания (в большинстве случаев +5 В или +3,3 В), которые на схемах обычно не показываются;
- выводы для входных сигналов (или «входы»), на которые поступают внешние цифровые сигналы;
- выводы для выходных сигналов (или «выходы»), на которые выдаются цифровые сигналы из самой микросхемы.

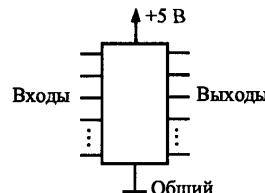


Рис. 1. Цифровая микросхема

Цифровые микросхемы или микросборки, их элементы или компоненты обозначаются на принципиальных схемах УГО в соответствии с ГОСТ 2.743-91. УГО микросхемы имеет форму прямоугольника, к которому подводят линии выводов. Оно может содержать три поля: основное и два дополнительных.

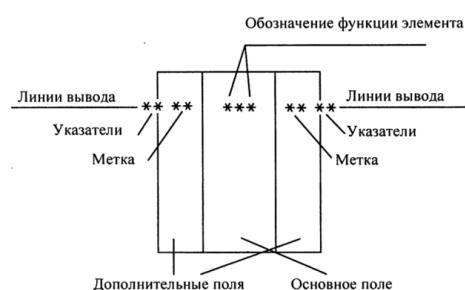


Рис. 2. УГО цифровых микросхем

Каждая микросхема преобразует тем или иным способом последовательность входных сигналов в последовательность выходных сигналов. Способ преобразования чаще всего описывается или в виде таблицы (так называемой *таблице истинности*) или в виде временных диаграмм, то есть графиков зависимости от времени всех сигналов.

Все цифровые микросхемы работают с логическими сигналами, имеющими два разрешенных уровня напряжения. Один из этих уровней называется *уровнем логической единицы* (или единичным уровнем), а другой - *уровнем логического нуля* (или нулевым уровнем). Чаще всего логическому нулю соответствует низкий уровень напряжения, а логической единице – высокий уровень напряжения. В этом случае говорят, что принята *«положительная логика»*. Однако при передаче сигналов на большие расстояния и в системных шинах микропроцессорных систем порой используют и обратное представление, когда логическому нулю соответствует высокий уровень напряжения, а логической единице – низкий уровень. В этом случае говорят о *«отрицательной логике»*.

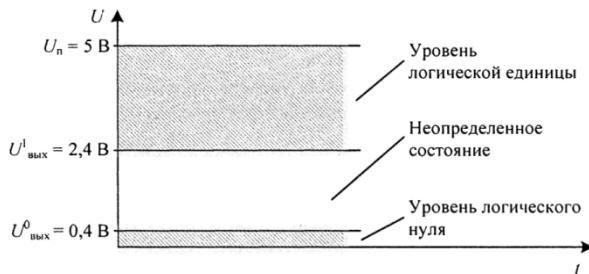


Рис. 3. Уровни логических сигналов на выходе цифровых ТТЛ-микросхем

Логическими элементами (ЛЭ) называются функциональные устройства, с помощью которых реализуются элементарные логические функции. Они обычно используются для построения сложных преобразователей цифровых сигналов комбинационного типа. В комбинационных устройствах отсутствует внутренняя память. Сигналы на их выходах в любой момент однозначно определяются сочетаниями сигналов на входах и не зависят от предыдущих состояний системы.

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. $x = \bar{x}$
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. $x * 0 = 0;$
9. $x * 1 = x;$

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, включенным 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. 4.

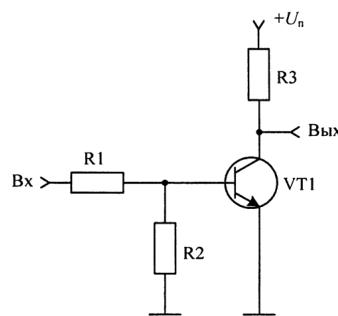


Рис. 4. Схема, позволяющая реализовать функцию логического инвертирования

Для того чтобы особенности включения транзисторов не затеняли выполняемую функцию, для цифровых микросхем введены специальные условно-графические обозначения. УГО инвертора приведено на рис. 5.

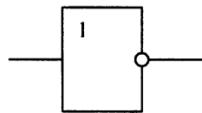


Рис. 5. УГО логического инвертора

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. 6. 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. 7.

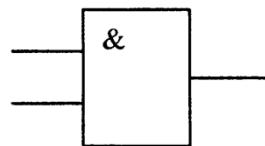


Рис. 7. УГО элемента, выполняющего
функцию логического умножения

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.

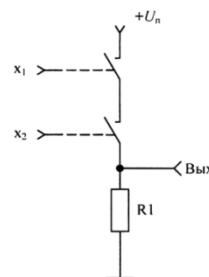


Рис. 8. Эквивалентная схема, реализующая логическую функцию «2И»

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

0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Эквивалентная схема, реализующая таблицу истинности для данного элемента, приведена на рис. 9. Как видно из приведенной схемы, уровень логической единицы появится на ее выходе, как только будет замкнут любой из ключей.

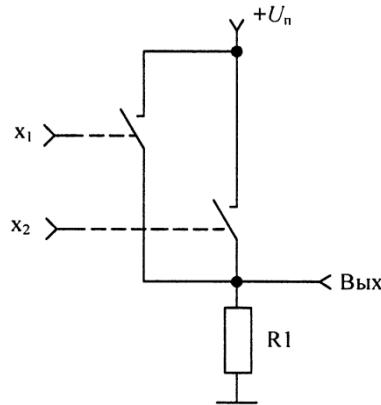


Рис. 9. Эквивалентная схема, реализующая логическую функцию «2ИЛИ»

УГО схемы, выполняющей логическую функцию «2ИЛИ» изображено на рис. 10.

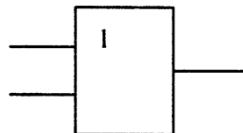


Рис. 10. УГО элемента, выполняющего функцию логического сложения

Инверсию логической суммы двух величин называют *стрелкой Пирса*:

$$F = \overline{X + Y} \text{ или } F = X \downarrow Y$$

а логического произведения – *штрихом Шеффера*:

$$F = \overline{X \cdot Y} \text{ или } F = X / Y$$

2. Триггеры в интегральном исполнении: R-S, D, T, J-K. Счетчики и распределители импульсов, мультиплексоры и демультиплексоры.

Мультиплексором называют комбинационное устройство, обеспечивающее передачу в желаемом порядке цифровой информации, поступающей по нескольким входам на один выход. Мультиплексоры обозначают через MUX, а также через MS. Функционально мультиплексор можно изобразить в виде коммутатора, обеспечивающего подключение одного из нескольких входов (их называют информационными) к одному

выходу устройства. Кроме информационных входов в мультиплексоре имеются адресные входы и разрешающие (стробирующие). Сигналы на адресных входах определяют, какой конкретно информационный канал подключен к выходу. Если между числом информационных входов n и числом адресных входов m существует соотношение $n=2^m$, то такой мультиплексор называют полным. Если $n < 2^m$, то мультиплексор называют неполным.

Рассмотрим функционирование двухходового мультиплексора ($2 \rightarrow 1$), который условно изображен в виде коммутатора, а состояние его входов X_1 , X_2 и выхода Y приведено в таблице (рис. 11).

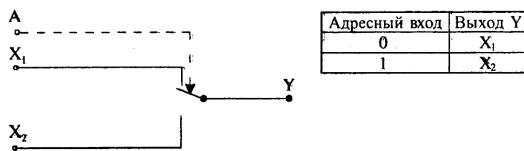


Рис. 11. Двухходовой мультиплексор

Исходя из таблицы, можно записать следующее уравнение:

$$Y = X_1 \cdot \bar{A} + X_2 \cdot A.$$

На рис. 12 показаны реализация такого устройства и его условное графическое обозначение. Основой данной схемы являются две схемы совпадения на элементах И, которые при логическом уровне «1» на одном из своих входов повторяют на выходе то, что есть на другом входе.

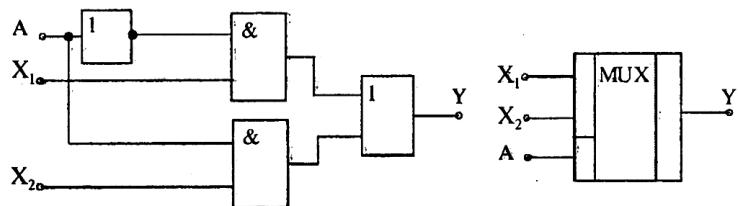


Рис. 12. Реализация двухходового мультиплексора
на логических элементах И

Мультиплексоры являются универсальными логическими устройствами, на основе которых создают различные комбинационные и последовательностные схемы. Мультиплексоры могут использовать в делителях частоты, триггерных устройствах, сдвигающих устройствах, для преобразования параллельного двоичного кода в последовательный и др.

Демультиплексором называют устройство, в котором сигналы с одного информационного входа поступают в желаемой последовательности по нескольким выходам в зависимости от кода на адресных шинах. Таким образом, демультиплексор в

функциональном отношении противоположен мультиплексору. Демультиплексоры обозначают через DMX или DMS.

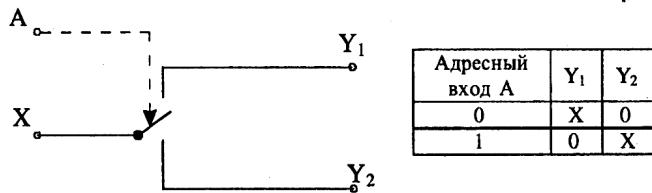


Рис. 13. Функциональная схема демультиплексора с двумя выходами

Если соотношение между числом выходов n и числом адресных входов m определяется равенством $n=2^m$, то такой демультиплексор называют полным, при $n < 2^m$ демультиплексор является неполным.

Рассмотрим функционирование демультиплексора с двумя выходами, который условно изображен в виде коммутатора, а состояние его входов приведено в таблице. Из этой таблицы следует: $Y_1 = X \cdot \bar{A}$; $Y_2 = X \cdot A$, т.е. реализовать такое устройство можно так, как показано на рис. 7.19.

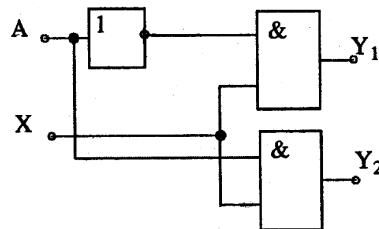


Рис. 14. Реализация демультиплексора с двумя выходами
на логических элементах И

Функции демультиплексоров сходны с функциями дешифраторов. Дешифратор можно рассматривать как демультиплексор, у которого информационный вход поддерживает напряжение выходов в активном состоянии, а адресные входы выполняют роль входов дешифратора. Поэтому в обозначении как дешифраторов, так и демультиплексоров используются одинаковые буквы – ИД. Выпускают дешифраторы (демультиплексоры) К155ИД3, К531ИД7 и др.

3. Регистры. Дешифраторы и шифраторы. Сумматоры.

Устройство называют комбинационным, если его выходные сигналы в некоторый момент времени однозначно определяются входными сигналами, имеющими место в этот момент времени.

Иначе устройство называют последовательностным или конечным автоматом (цифровым автоматом, автоматом с памятью). В последовательностных устройствах обязательно имеются элементы памяти. Выходные сигналы последовательностных

устройств определяются не только сигналами, имеющимися на входах в данный момент времени, но и состоянием элементов памяти. Таким образом, реакция последовательностного устройства на определенные входные сигналы зависит от предыстории его работы.

Шифратор – это комбинационное устройство, преобразующее десятичные числа в двоичную систему счисления, причем каждому входу может быть поставлено в соответствие десятичное число, а набор выходных логических сигналов соответствует определенному двоичному коду. Число входов и выходов в полном шифраторе связано соотношением $n=2^m$, где n – число входов, m – число выходов. Шифратор для преобразования десятиразрядного единичного кода (десятичных чисел от 0 до 9) в двоичный код. Условное изображение такого шифратора и таблица соответствия кода приведены на рис. 7.20. Используя данную таблицу соответствия, запишем логические выражения, включая в логическую сумму те входные переменные, которые соответствуют единице некоторой выходной переменной. Так, на выходе y_1 будет логическая «1» тогда, когда логическая «1» будет или на входе X_1 , или X_2 , или X_5 , или X_7 , или X_9 , т.е. $y_1=X_1+X_2+X_5+X_7+X_9$.



Рис. 15. Схема шифратора и таблица соответствия кода

Представим на рис. 16 схему такого шифратора, используя элементы ИЛИ.

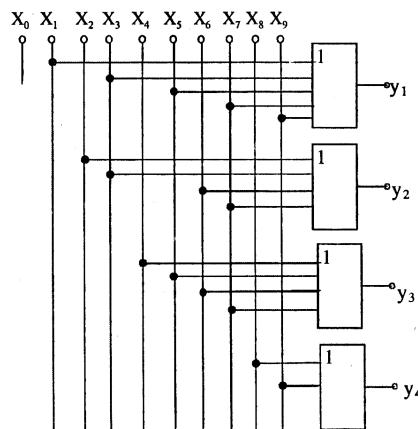


Рис. 16. Шифратор на логических элементах ИЛИ

Если на всех входах – логическая единица, то на всех выводах также логическая единица, что соответствует числу 0 в так называемом инверсном коде (1111). Если хотя бы на одном входе имеется логический ноль, то состояние выходных сигналов определяется наибольшим номером входа, на котором имеется логический ноль, и не зависит от сигналов на входах, имеющих меньший номер.

Основное назначение шифратора – преобразование номера источника сигнала в код (например, номера нажатой кнопки некоторой клавиатуры).

Дешифратором называется комбинационное устройство, преобразующее n -разрядный двоичный код в логический сигнал, появляющийся на том выходе, десятичный номер которого соответствует двоичному колу. Число входов и выходов в так называемом полном дешифраторе связано соотношением $m=2^n$, где n – число входов, а m – число выходов. Если в работе дешифратора используется неполное число выходов, то такой дешифратор называется неполным. Так, например, дешифратор, имеющий 4 входа и 16 выходов, будет неполным, а если бы выходов было только 10, то он являлся бы полным.

Обратимся для примера к дешифратору К555ИД6 серии К555 (рис. 17).

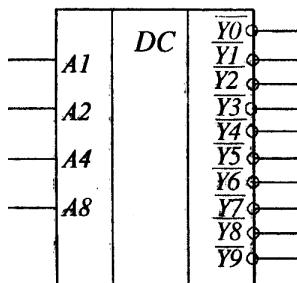


Рис. 17. Схема дешифратора

Дешифратор имеет 4 прямых входа, обозначенных через A_1, \dots, A_8 . Аббревиатура А обозначает «адрес». Указанные входы называют адресным. Цифры определяют значения активного уровня (единицы) в соответствующем разряде двоичного числа. Дешифратор имеет 10 инверсных выходов $\bar{Y}_0, \dots, \bar{Y}_9$. Цифры определяют десятичное число, соответствующее заданному двоичному числу на входах.

Дешифратор – одно из широко используемых логических устройств. Его применяют для построения различных комбинационных устройств. Шифраторы и дешифраторы являются примерами простейших преобразователей кодов.

Преобразователями кодов называют устройства, предназначенные для преобразования одного кода в другой, при этом часто они выполняют нестандартные преобразования кодов. Преобразователи кодов обозначают через X/Y.

Рассмотрим особенности реализации преобразователя на примере преобразователя трехэлементного кода в пятиэлементный по таблице соответствия кодов, приведенной на рис. 18.

N	Трехэлементный код			Пятиэлементный код				
	X ₃	X ₂	X ₁	y ₁	y ₂	y ₃	y ₄	y ₅
0	0	0	0	0	0	0	1	1
1	0	0	1	0	0	1	1	0
2	0	1	0	0	1	0	0	1
3	0	1	1	1	0	0	0	1
4	1	0	0	0	1	1	0	0
5	1	0	1	1	0	1	0	0
6	1	1	0	1	1	0	0	0
7	1	1	1	0	0	1	1	0

Рис. 18. Таблица соответствия кодов для преобразователя кодов

Здесь через N обозначено десятичное число, соответствующее входному двоичному коду. Преобразователи кодов создают по схеме дешифратор – шифратор. Дешифратор преобразует входной код в некоторое десятичное число, а затем шифратор формирует выходной код. Схема преобразователя, созданного по такому принципу, приведена на рис. 19.

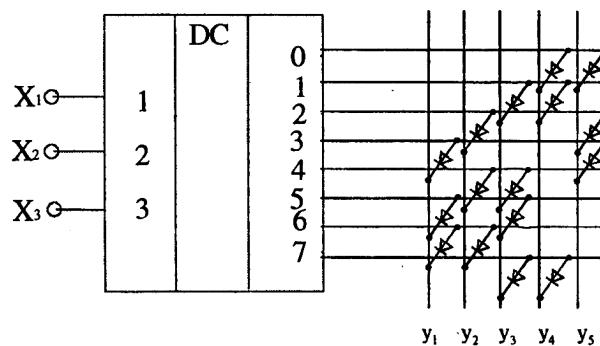


Рис. 19. Схема преобразователя кодов

Сумматоры – это комбинационные устройства для сложения чисел. Рассмотрим сложение двух одноразрядных двоичных чисел, для чего составим таблицу сложения (таблицу истинности), в которой отразим значения входных чисел A и B, значение результата суммирования S и значение переноса в старший разряд P. Работа устройства, реализующего таблицу истинности, описывается следующими уравнениями:

$$S = A \cdot \bar{B} + \bar{A} \cdot B; \quad P = A \cdot B.$$

Очевидно, что по отношению к столбцу S реализуется логическая функция «исключающее ИЛИ», т.е. $S=A \oplus B$.

A	B	P	S
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Рис. 20. Таблица истинности

Устройство, реализующее таблицу (рис. 20), называют полусумматором, и оно имеет логическую структуру, изображенную на рис. 21. Поскольку полусумматор имеет только два входа, он может использоваться для суммирования лишь в младшем разряде.

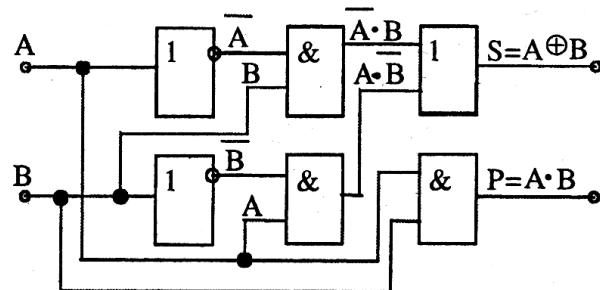


Рис. 21. Схема полусумматора

При суммировании двух многоразрядных чисел для каждого разряда (кроме младшего) необходимо использовать устройство, имеющее дополнительный вход переноса.

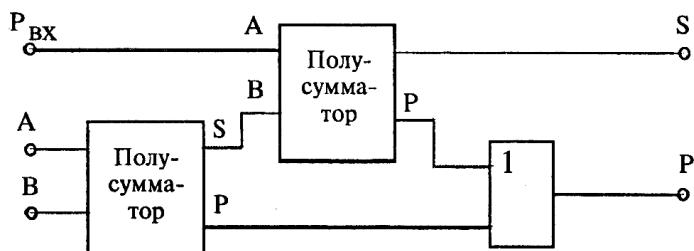


Рис. 22. Схема полного сумматора

Такое устройство (рис. 22) называют полным сумматором и его можно представить, как объединение двух полусумматоров ($P_{вх}$ — дополнительный вход переноса).

3.14 Микропроцессорные средства. Системы счисления и цифровые коды. Формат данных. Общие термины и определения микропроцессорных систем. Основные элементы структуры микропроцессора (МП). Микроконтроллеры и их применение.

При изучении вопроса необходимо обратить внимание на следующие особенности.

1. Микропроцессорные средства. Системы счисления и цифровые коды. Формат данных. Общие термины и определения микропроцессорных систем.

Система счисления — символический метод записи чисел, представление чисел с помощью письменных знаков.

Система счисления:

- даёт представления множества чисел (целых и/или вещественных);
- даёт каждому числу уникальное представление (или, по крайней мере, стандартное представление);
- отражает алгебраическую и арифметическую структуру чисел.

Системы счисления подразделяются на *позиционные, непозиционные и смешанные*.

В позиционных системах счисления один и тот же числовой знак (цифра) в записи числа имеет различные значения в зависимости от того места (разряда), где он расположен. Изобретение позиционной нумерации, основанной на местном значении цифр, приписывается шумерам и вавилонянам; развита была такая нумерация индусами и имела неоценимые последствия в истории человеческой цивилизации. К числу таких систем относится современная десятичная система счисления, возникновение которой связано со счётом на пальцах. В средневековой Европе она появилась через итальянских купцов, в свою очередь заимствовавших её у мусульман.

Под позиционной системой счисления обычно понимается b -ричная система счисления, которая определяется целым числом $b > 1$, называемым **основанием** системы счисления. Целое число без знака x в b -ричной системе счисления представляется в виде конечной линейной комбинации степеней числа b :

$$x = \sum_{k=0}^{n-1} a_k b^k,$$

где a_k — это целые числа, называемые цифрами, удовлетворяющие неравенству $0 \leq a_k \leq (b - 1)$.

Каждая степень b^k в такой записи называется весовым коэффициентом разряда. Старшинство разрядов и соответствующих им цифр определяется значением показателя k (номером разряда). Обычно, в ненулевых числах x , левые нули опускаются.

Если не возникает разночтений (например, когда все цифры представляются в виде уникальных письменных знаков), число x записывают в виде последовательности его b -ричных цифр, перечисляемых по убыванию старшинства разрядов слева направо:

$$x = a_{n-1}a_{n-2}\dots a_0.$$

Например, число *сто три* представляется в десятичной системе счисления в виде:

$$103 = 1 \cdot 10^2 + 0 \cdot 10^1 + 3 \cdot 10^0.$$

Наиболее употребляемыми в настоящее время позиционными системами являются:

- 1 — единичная (счёт на пальцах, зарубки, узелки «на память» и др.);
- 2 — двоичная (в дискретной математике, информатике, программировании);
- 3 — троичная;
- 8 — восьмеричная;
- 10 — десятичная (используется повсеместно);
- 12 — двенадцатеричная (счёт дюжинами);
- 13 — тринадцатеричная;
- 16 — шестнадцатеричная (используется в программировании, информатике);
- 60 — шестидесятеричная (единицы измерения времени, измерение углов и, в частности, координат, долготы и широты).

В позиционных системах чем больше основание системы, тем меньшее количество разрядов (то есть записываемых цифр) требуется при записи числа.

Смешанная система счисления является обобщением b -ричной системы счисления и также зачастую относится к позиционным системам счисления. Основанием смешанной системы счисления является возрастающая последовательность чисел $\{b_k\}_{k=0}^{\infty}$, и каждое число x в ней представляется как линейная комбинация:

$$x = \sum_{k=0}^{n-1} a_k b_k,$$

где на коэффициенты a_k , называемые как и прежде *цифрами*, накладываются некоторые ограничения.

Записью числа x в смешанной системе счисления называется перечисление его цифр в порядке уменьшения индекса k , начиная с первого ненулевого.

В зависимости от вида b_k как функции от k смешанные системы счисления могут быть степенными, показательными и т. п. Когда $b_k = b^k$ для некоторого b , смешанная система счисления совпадает с показательной b -ричной системой счисления.

Наиболее известным примером смешанной системы счисления является представление времени в виде количества суток, часов, минут и секунд. При этом величина « d дней, h часов, m минут, s секунд» соответствует значению $d \cdot 24 \cdot 60 \cdot 60 + h \cdot 60 \cdot 60 + m \cdot 60 + s$ секунд.

Факториальная система счисления

В факториальной системе счисления основаниями являются последовательность факториалов $b_k = k!$, и каждое натуральное число x представляется в виде:

$$x = \sum_{k=1}^n d_k k!,$$

где $0 \leq d_k \leq k$.

Факториальная система счисления используется при декодировании перестановок списками инверсий: имея номер перестановки, можно воспроизвести её саму следующим образом: число, на единицу меньшее номера (нумерация начинается с нуля) записывается в факториальной системе счисления, при этом коэффициент при числе $i!$ будет обозначать число инверсий для элемента $i+1$ в том множестве, в котором производятся перестановки (число элементов меньших $i+1$, но стоящих правее его в искомой перестановке)

Пример: рассмотрим множество перестановок из 5 элементов, всего их $5! = 120$ (от перестановки с номером 0 — (1,2,3,4,5) до перестановки с номером 119 — (5,4,3,2,1)), найдём 101-ую перестановку: $100 = 4!*4 + 3!*0 + 2!*2 + 1!*0 = 96 + 4$; положим t_i — коэффициент при числе $i!$, тогда $t_4 = 4$, $t_3 = 0$, $t_2 = 2$, $t_1 = 0$, тогда: число элементов меньших 5, но стоящих правее равно 4; число элементов меньших 4, но стоящих правее равно 0; число элементов меньших 3, но стоящих правее равно 2; число элементов меньших 2, но стоящих правее равно 0 (последний элемент в перестановке «ставится» на единственное оставшееся место) — таким образом, 101-я перестановка будет иметь вид: (5,3,1,2,4) Проверка данного метода может быть осуществлена путём непосредственного подсчёта инверсий для каждого элемента перестановки.

2. Основные элементы структуры микропроцессора (МП).

Микропроцессорная система (МПС) представляет собой функционально законченное изделие, состоящее из одного или нескольких устройств, главным образом микропроцессорных: микропроцессора и/или микроконтроллера.

Микропроцессорное устройство (МПУ) представляет собой функционально и конструктивно законченное изделие, состоящее из нескольких микросхем, в состав которых входит микропроцессор; оно предназначено для выполнения определённого набора функций: получение, обработка, передача, преобразование информации и управление.

Генератор тактовых импульсов задаёт временной интервал, который является единицей измерения (квантом) продолжительности выполнения команды. Чем выше частота, тем при прочих равных условиях более быстродействующей является МПС. МП, ОЗУ и ПЗУ — это неотъемлемые части системы. Интерфейсы ввода и вывода — устройства сопряжения МПС с блоками ввода и вывода информации. Для измерительных приборов характерны устройства ввода в виде кнопочного пульта и измерительных

преобразователей (АЦП, датчиков, блоки ввода цифровой информации). Устройства вывода обычно представляют цифровые табло, графический экран (дисплей), внешние устройства сопряжения с измерительной системой. Все блоки МПС связаны между собой шинами передачи цифровой информации. В МПС используют магистральный принцип связи, при котором блоки обмениваются информацией по единойшине данных. Количество линий вшине данных обычно соответствует разрядности МПС (количеству бит в слове данных). Шина адреса применяется для указания направления передачи данных — по ней передаётся адрес ячейки памяти или блока ввода-вывода, которые получают или передают информацию в данный момент. Шина управления служит для передачи сигналов, синхронизирующих всю работу МПС.

Главная особенность микропроцессора — возможность программирования логики работы. Поэтому МПС используются для управления процессом измерения (реализацией алгоритма измерения), обработки опытных данных, хранения и вывода результатов измерения и пр. Рассмотрим основные преимущества микропроцессорных средств измерения.

- **Многофункциональность.** Замена измерительного комплекса (совокупности различных измерительных приборов) одним, многофункциональным. Такая замена в приборах с «жесткой» логикой неэкономична. Так как добавление новой функции требует ввода дополнительного блока. Программируемая логика позволяет сделать это добавлением блока программы. Число программ ограничено возможностями ПЗУ и блока управления.

- **Повышение точности** — наиболее важный момент. Уменьшение погрешностей по сравнению с обычными цифровыми приборами при прочих равных условиях достигается за счет исключения систематических погрешностей в процессе самокалибровки: коррекция смещения нуля, учет собственной АЧХ прибора, учет нелинейности преобразователей. Самокалибровка в данном случае — это измерение поправок или поправочных множителей и запоминание их в ОЗУ с целью использования на этапе обработки опытных данных.

- **Уменьшение влияния случайных погрешностей** (путем проведения многократных измерений с последующей обработкой выборки — усреднением, вычислением мат. ожидания и пр.). Выявление и устранение грубых погрешностей (промахов). Вычисление и индикация оценки погрешности прямо в процессе измерения.

- **Компенсация внутренних шумов** и повышение чувствительности средства измерения. Простое усреднение сигнала на входе прибора требует достаточно большого

времени t_{ycp} . Один из вариантов — проведение многократных измерений и усреднение результатов с целью компенсации случайной составляющей измерительного сигнала. Пример — микропроцессорный ВЧ вольтметр среднеквадратического значения.

- **Расширение измерительных возможностей** путем широкого использования косвенных и совокупных измерений, воспринимаемых оператором в этом случае как прямые (поскольку результат обработки появляется на индикаторе сразу после проведения измерения). Напомним, что косвенные измерения включают в себя вычисления результата по опытным данным по известному алгоритму. Совокупные измерения предполагают измерение нескольких одноименных физических величин путем решения системы уравнений, получаемых при прямых измерениях сочетаний этих величин. (Например, измерение сопротивления различных сочетаний резисторов — последовательное, параллельное, последовательно-параллельное, позволяют рассчитать сопротивление каждого из них). В этих случаях микропроцессор осуществляет управление процессом измерения по программе и проводит обработку опытных данных. Результат расчетов воспринимается оператором как результат прямых измерений, поскольку расчет делается быстро.

Упрощение и облегчение управления прибором. Все управление производится с кнопочной панели, выносные клавиатуры используют редко. Чем меньше кнопок, тем более «разумным» является прибор. Автоматизация установок прибора приводит к упрощению его использования (выбор пределов измерения, автоматическая калибровка и пр.). В ряде приборов использую контроль за ошибочными действиями оператора — индикация его неверных действий на табло или экране. Упрощает измерения визуализация результатов на экране в удобном виде, с дополнительными шкалами. Ряд приборов предусматривает вывод результатов на печатающее устройство или портативный носитель информации.

3. Микроконтроллеры и их применение.

Микроконтроллер — микросхема, предназначенная для управления электронными устройствами. Типичный микроконтроллер сочетает на одном кристалле функции процессора и периферийных устройств, содержит ОЗУ или ПЗУ. По сути, это однокристальный компьютер, способный выполнять простые задачи.

С появлением однокристальных микро-ЭВМ связывают начало эры массового применения компьютерной автоматизации в области управления. По-видимому, это обстоятельство и определило термин «контроллер».

В связи со спадом отечественного производства и возросшим импортом техники, в том числе вычислительной, термин «микроконтроллер» (МК) вытеснил из употребления ранее использовавшийся термин «однокристальная микро-ЭВМ».

Первый патент на однокристальную микро-ЭВМ был выдан в 1971 году инженерам М. Кочрену и Г. Буну, сотрудникам американской Texas Instruments. Именно они предложили на одном кристалле разместить не только процессор, но и память с устройствами ввода-вывода.

При проектировании микроконтроллеров приходится соблюдать баланс между размерами и стоимостью с одной стороны и гибкостью, и производительностью с другой. Для разных приложений оптимальное соотношение этих и других параметров может различаться очень сильно. Поэтому существует огромное количество типов микроконтроллеров, отличающихся архитектурой процессорного модуля, размером и типом встроенной памяти, набором периферийных устройств, типом корпуса и т. д. В отличие от обычных компьютерных микропроцессоров, в микроконтроллерах часто используется гарвардская архитектура памяти, то есть раздельное хранение данных и команд в ОЗУ и ПЗУ соответственно.

Кроме ОЗУ, микроконтроллер может иметь встроенную энергонезависимую память для хранения программы и данных. Во многих контроллерах вообще нет шин для подключения внешней памяти. Наиболее дешёвые типы памяти допускают лишь однократную запись. Такие устройства подходят для массового производства в тех случаях, когда программа контроллера не будет обновляться. Другие модификации контроллеров обладают возможностью многократной перезаписи энергонезависимой памяти.

Неполный список периферии, которая может присутствовать в микроконтроллерах, включает в себя:

- универсальные цифровые порты, которые можно настраивать как на ввод, так и на вывод;
- различные интерфейсы ввода-вывода, такие как UART, I²C, SPI, CAN, USB, IEEE 1394, Ethernet;
- аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи;
- компараторы;
- широтно-импульсные модуляторы;
- таймеры;
- контроллеры бесколлекторных двигателей;

- контроллеры дисплеев и клавиатур;
- радиочастотные приемники и передатчики;
- массивы встроенной флеш-памяти;
- встроенный тактовый генератор и сторожевой таймер;

Ограничения по цене и энергопотреблению сдерживают также рост тактовой частоты контроллеров. Хотя производители стремятся обеспечить работу своих изделий на высоких частотах, они, в то же время, предоставляют заказчикам выбор, выпуская модификации, рассчитанные на разные частоты и напряжения питания. Во многих моделях микроконтроллеров используется статическая память для ОЗУ и внутренних регистров. Это даёт контроллеру возможность работать на меньших частотах и даже не терять данные при полной остановке тактового генератора. Часто предусмотрены различные режимы энергосбережения, в которых отключается часть периферийных устройств и вычислительный модуль.

Использование в современном микроконтроллере достаточного мощного вычислительного устройства с широкими возможностями, построенного на одной микросхеме вместо целого набора, значительно снижает размеры, энергопотребление и стоимость построенных на его базе устройств. Используются в управлении различными устройствами и их отдельными блоками:

- в вычислительной технике: материнские платы, контроллеры дисководов жестких и гибких дисков, CD и DVD;
- в электронике и разнообразных устройствах бытовой техники, в которой используется электронные системы управления — стиральных машинах, микроволновых печах, посудомоечных машинах, телефонах и современных приборах;

В промышленности:

- устройств промышленной автоматики — от программируемого реле и встраиваемых систем до ПЛК,
- систем управления станками

В то время как 8-разрядные процессоры общего назначения полностью вытеснены более производительными моделями, 8-разрядные микроконтроллеры продолжают широко использоваться. Это объясняется тем, что существует большое количество применений, в которых не требуется высокая производительность, но важна низкая стоимость. В то же время, есть микроконтроллеры, обладающие большими вычислительными возможностями, например, цифровые сигнальные процессоры.

Программирование микроконтроллеров обычно осуществляется на языке ассемблера или Си, хотя существуют компиляторы для других языков, например, Форта. Используются также встроенные интерпретаторы Бейсика. Известные компиляторы Си для МК:

- CodeVisionAVR (для AVR)
- IAR (для любых МК)
- WinAVR (для AVR и AVR32)
- Keil (для архитектуры 8051 и ARM)
- HiTECH (для архитектуры 8051 и PIC от Microchip)

Для отладки программ используются программные симуляторы (специальные программы для персональных компьютеров, имитирующие работу микроконтроллера), внутрисхемные эмуляторы (электронные устройства, имитирующие микроконтроллер, которые можно подключить вместо него к разрабатываемому встроенному устройству) и интерфейс JTAG.

4. МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПОДГОТОВКЕ К ЗАНЯТИЯМ

4.1 Лабораторная работа № 1 (ЛР-1). Электрические цепи постоянного тока.

Законы Кирхгофа.

При подготовке к занятию необходимо обратить внимание на следующие моменты:

- расчет цепей постоянного тока с использованием законов Кирхгофа;
- расчет цепей постоянного тока с использованием принципа наложения.

4.2 Лабораторная работа № 2 (ЛР-2). Элементы в цепях однофазного переменного тока

При подготовке к занятию необходимо обратить внимание на следующие моменты:

- расчет цепей переменного тока с резистивным элементом;
- расчет цепей переменного тока с индуктивным элементом;
- расчет цепей переменного тока с емкостным элементом.

4.3 Лабораторная работа № 3 (ЛР-3). Расчет цепей переменного тока. Резонанс напряжений и токов

При подготовке к занятию необходимо обратить внимание на следующие моменты:

- изучение режима резонанса напряжений в неразветвленной цепи переменного тока;
- изучение методики расчета параметров неразветвленной цепи синусоидального переменного тока.

4.4 Лабораторная работа № 4 (ЛР-4). Соединение трехфазных цепей звездой и треугольником

При подготовке к занятию необходимо обратить внимание на следующие моменты.

- соотношение фазных и линейных токов и напряжений при соединении нагрузки звездой с нулевым проводом и без нулевого провода

4.5 Лабораторная работа № 5 (ЛР-5). Трансформаторы.

При подготовке к занятию необходимо обратить внимание на следующие моменты:

- изучить методику расчета сопротивлений обмоток трансформатора;
- изучить методику определения потерь мощности в трансформаторе.

4.6 Лабораторная работа №6 (ЛР-6). Элементная база современных электронных устройств.

При подготовке к занятию необходимо обратить внимание на следующие моменты.

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.

4.7 Лабораторная работа № 7 (ЛР-7). Источники вторичного электропитания

При подготовке к занятию необходимо обратить внимание на следующие моменты.

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.

4.8 Лабораторная работа № 8 (ЛР-8). Усилители электрических сигналов

При подготовке к занятию необходимо обратить внимание на следующие моменты.

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.

4.9 Лабораторная работа № 9, 10 (ЛР-9, 10). Цифровая схемотехника. Типовые комбинационные и последовательностные устройства.

При подготовке к занятию необходимо обратить внимание на следующие моменты.

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.