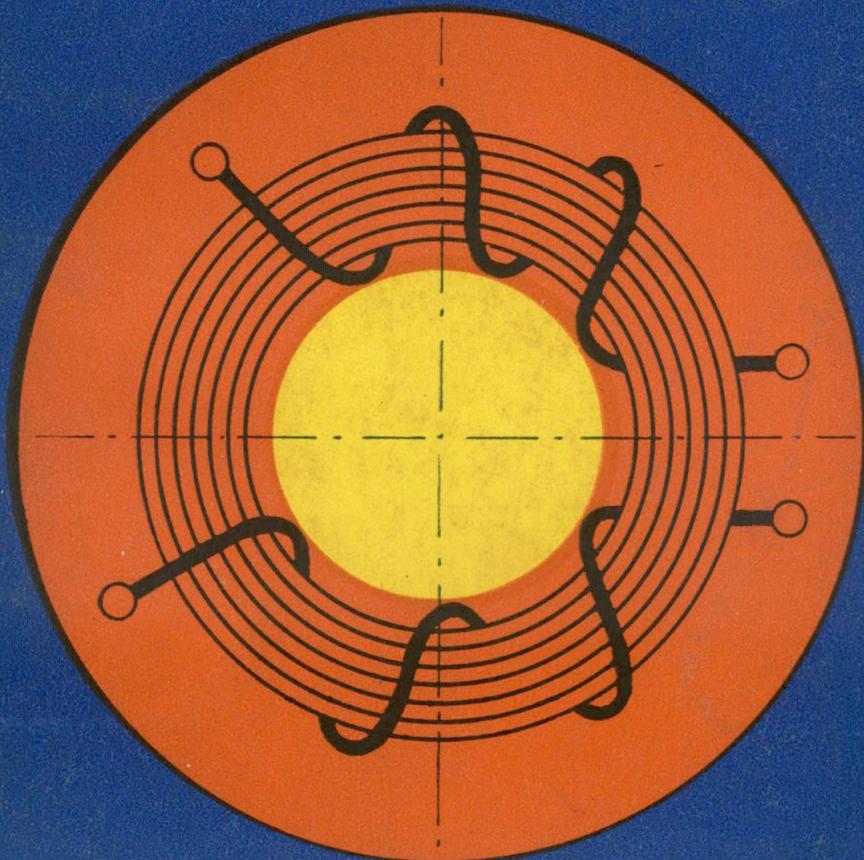


32.88
К45

В. Е. КИТАЕВ, А. А. БОКУНЯЕВ

РАСЧЕТ
ИСТОЧНИКОВ
ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ
УСТРОЙСТВ
СВЯЗИ



В. Е. КИТАЕВ, А. А. БОКУНЯЕВ

32-88

К45

РАСЧЕТ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ УСТРОЙСТВ СВЯЗИ

Допущено
Министерством связи СССР
в качестве учебного пособия
для студентов электротехнических
институтов связи

321893

Сурхондарьинская
ОБЛБИБЛИОТЕКА
им. Гоголя



ADIB SOBIR TERMIZIY NOMIDAGI
SURXONDARYO VILOYATI AXBOROT
KUTUBXONA MARKAZI
Ket. № 7304
200 й.

МОСКВА «СВЯЗЬ» 1979

32.88 $\frac{3}{4}$

К45

УДК 621.311.6:621.28

Китаев В. Е., Бокуняев А. А.

К45 Расчет источников электропитания устройств связи: Учеб. пособие для ин-ов связи.—М.: Связь, 1979.—216 с., ил.

50 к.

В книге приводится методика расчета основных элементов электропитающих устройств: трансформаторов, выпрямителей, фильтров, стабилизаторов напряжения и преобразователей.

Книга предназначена для студентов институтов связи. Она может быть полезна для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием источников электропитания аппаратуры связи.

К $\frac{30404-040}{045(01)-79}$ 73-79

2402041000

ББК 32.88
6Ф2.14

ПРЕДИСЛОВИЕ

На XXV съезде КПСС в «Основных направлениях развития народного хозяйства СССР на 1976—1980 годы» было высказано: «Осуществляя решения XXIV съезда КПСС, советский народ под руководством ленинской партии сделал новый крупный шаг в создании материально-технической базы коммунизма»¹. На десятое пятилетие перед связью СССР поставлена задача: «Повысить качество и расширить услуги всех видов связи. Продолжить создание единой автоматизированной сети связи страны...»².

На основе новейших достижений науки и техники быстрыми темпами развиваются различные виды связи, радио, телевидения и радиоэлектроники. За годы девятой пятилетки более чем в 2 раза увеличилось производство приборов и средств автоматизации. Все эти устройства нуждаются в источниках электропитания, требования к которым становятся все более жесткими. Проблема миниатюризации источников электропитания, уменьшения их массогабаритных показателей с одновременным повышением энергетических характеристик является первоочередной задачей.

Источники питания подразделяются на первичные и вторичные.

Под первичными источниками электропитания обычно понимают преобразователи энергии какого-либо вида (механической, химической, тепловой, световой и т. д.) в электрическую. К таким источникам относятся электромашинные генераторы, аккумуляторы, гальванические элементы, термоэлементы, солнечные и атомные элементы и т. д.

Вторичными источниками электропитания называют преобразователи электрической энергии одного вида (род тока, напряжение, частота, число фаз и т. д.) в электрическую энергию другого вида.

Снижение массы и габаритов вторичных источников электропитания в настоящее время является одной из наиболее важных проблем при создании современных радиотехнических устройств и систем связи. Широкое внедрение микросхем резко уменьшило массу и габариты радиотехнических устройств и аппаратуры связи, в то время как относительный объем и масса вторичных источников питания возросли, так как на выходе их требуется получить относительно большие токи (десятки ампер) при весьма низком напряжении. Повышение надежности, а также уменьшение массы, габаритов и стоимости аппаратуры (изделия) в значитель-

¹ Материалы XXV съезда КПСС. М., Политиздат, 1976, с. 159.

² Там же, с. 210.

ной степени зависят от правильного выбора и проектирования вторичных источников электропитания.

Настоящая книга предназначена для студентов электротехнических институтов связи и радиотехнических институтов (факультетов). Она может быть полезна для инженерно-технических работников. Книга предназначена для читателя, знакомого с курсом электропитающих устройств связи, поэтому наибольшее внимание обращено на расчет и проектирование элементов вторичных источников питания.

Материал будет полезен при расчете трансформаторов, выпрямителей, сглаживающих фильтров, стабилизаторов напряжения и преобразователей. В книге приведены примеры таких расчетов и справочный материал.

Авторы стремились привести все необходимые для расчета сведения и систематизировать расчетный материал. Все замечания и пожелания будут приняты с благодарностью, их следует направлять по адресу: 101000, Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2, издательство «Связь».



Трансформаторы

1.1.

КОНСТРУКЦИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Трансформатором называется статический электромагнитный аппарат, предназначенный для преобразования электрической энергии переменного тока с одними параметрами в электрическую энергию переменного тока, имеющую иные параметры. В устройствах электропитания основным назначением трансформатора является преобразование переменного напряжения одной величины в переменное напряжение другой величины.

Основными элементами конструкции трансформаторов являются сердечник (магнитопровод) и обмотки. К элементам конструкции относятся также конструктивные детали, служащие для крепления сердечника и установки трансформаторов в блоках аппаратуры.

Сердечники трансформаторов изготавливают из высоколегированных горячекатаных и повышенолегированных холоднокатаных сталей.

Марки электротехнических сталей, их магнитные свойства и удельные потери энергий определяет ГОСТ 9925—61. При частоте тока сети 50 Гц для сердечников используют стали марок Э41, Э42, Э43 и Э310, Э320, Э330 при толщине стальных листов или ленты 0,5 и 0,35 мм. При повышенных частотах (400 Гц и выше) используют стали марок Э44, Э45, Э46, Э47, Э48, Э340 и Э370 с толщиной пластин или ленты 0,2; 0,15; 0,1; 0,08 и 0,05 мм.

Обозначения марок электротехнических сталей:

- а) буква Э указывает на то, что сталь электротехническая;
- б) первые цифры после буквы (1, 2, 3, 4) обозначают степень легированности (1 — слаболегированная, 2 — среднелегированная, 3 — повышенолегированная, 4 — высоколегированная);
- в) вторые цифры указывают гарантированные электромагнитные свойства стали: 1, 2, 3 — удельные потери в стали при частоте 50 Гц соответственно нормальные, пониженные и низкие; 4 — нормальные удельные потери при частоте 400 Гц; 5 и 6 — соответственно нормальную и повышенную магнитную проницаемость в полях менее 0,01 А/см, а 7 и 8 — соответственно нормальную и повышенную магнитную проницаемость в полях от 0,1 до 1 А/см; 0 указывает на то, что сталь холоднокатаная текстурованная. Буква А, стоящая после цифр, показывает особо низкие удельные потери.

Магнитные свойства некоторых марок электротехнической стали и величины их удельных потерь приведены в табл. 1.1, 1.2.

Таблица 1.1
Основные свойства некоторых марок стали при частоте 50 Гц

Марка стали	Толщина стали, мм	Магнитная индукция (не менее), Т, при напряженности магнитного поля, А/см			Удельные потери (не более), Вт/кг, при магнитной индукции, Т	
		10	25	50	1,0	1,5
Э41	0,50	1,30	1,46	1,57	1,55	3,50
Э41	0,35	1,30	1,46	1,57	1,35	3,00
Э42	0,52	1,29	1,45	1,56	1,40	3,10
Э42	0,35	1,29	1,45	1,56	1,20	2,80
Э43	0,50	1,29	1,44	1,55	1,25	2,90
Э43	0,35	1,29	1,44	1,55	1,05	2,50
Э43А	0,50	1,29	1,44	1,55	1,15	2,70
Э43А	0,35	1,29	1,44	1,55	0,90	2,20
Э310	0,50	1,60	1,75	1,83	1,25	2,45
Э310	0,35	1,60	1,75	1,83	0,80	1,75
Э320	0,50	1,65	1,80	1,87	0,95	2,10
Э320	0,35	1,65	1,80	1,87	0,70	1,50
Э330	0,50	1,70	1,85	1,90	0,80	1,75
Э330	0,35	1,70	1,85	1,90	0,60	1,30
Э330А	0,35	1,70	1,85	1,90	0,50	1,10

Таблица 1.2
Основные свойства некоторых марок стали при частоте 400 Гц

Марка стали	Толщина стали, мм	Магнитная индукция (не менее), Т, при напряженности магнитного поля, А/см			Удельные потери (не более), Вт/кг, при магнитной индукции, Т	
		5	10	25	0,75	1,0
Э44	0,20	1,21	1,29	1,42	7,2	12,5
Э44	0,10	1,19	1,28	1,40	6,0	10,5
Э340	0,20	1,50	1,60	1,70	7,0	12,0

Сравнивая свойства горячекатаной и холоднокатаной сталей видно, что холоднокатаная сталь отличается от горячекатаной не только меньшими потерями, но и более высокой магнитной проницаемостью. При этом необходимо отметить, что у холоднокатаной стали в зависимости от направления проката магнитная проницаемость различна. По направлению проката (вдоль) для холоднокатаных сталей она значительно больше магнитной проницаемости горячекатаной стали. В направлении, перпендикулярном направлению проката, магнитная проницаемость холоднокатаной стали низкая. Поэтому стремятся выполнять магнитопроводы трансформаторов из холоднокатаной стали так, чтобы магнитный поток замыкался вдоль проката стальных листов или ленты.

По конструктивному выполнению сердечники трансформаторов подразделяются на три основных типа: стержневые, броневые и и

ториадальные. Соответственно и трансформаторы в зависимости от конструкции сердечника подразделяются на три указанных выше типа.

Сердечники мощных трансформаторов набираются из отдельных прямоугольных пластин трансформаторной стали. Сердечники трансформаторов малых мощностей выполняют либо наборными из штампованных пластин, либо ленточными. Пластины трансформаторной стали изолируются друг от друга лаком или окисной пленкой, т. е. «окалиной», для уменьшения потерь на вихревые токи. Сердечник стержневого трансформатора (рис. 1.1а) имеет

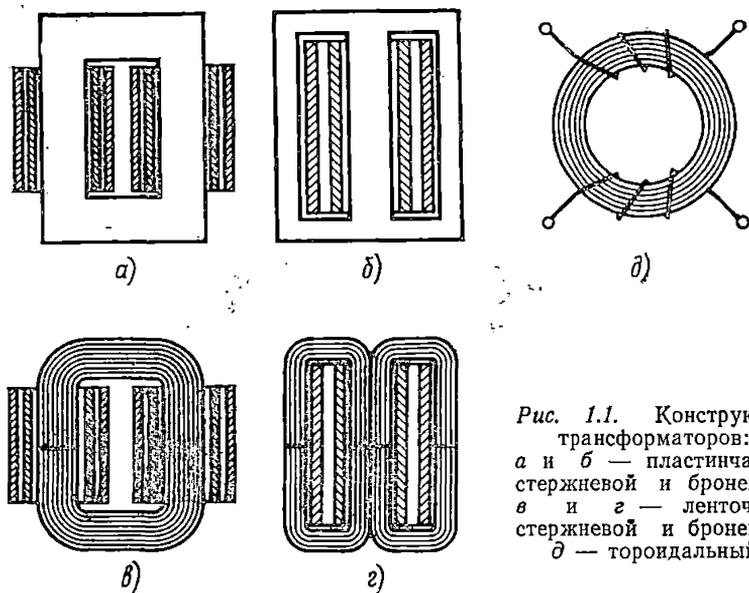


Рис. 1.1. Конструкция трансформаторов:
 а и б — пластинчатые стержневой и броневой;
 в и г — ленточные стержневой и броневой;
 д — тороидальный

два стержня, на которых располагаются обмотки. На каждом стержне сердечника помещается половина витков первичной и половина витков вторичной обмоток. Половины каждой обмотки соединяются между собой последовательно так, чтобы намагничивающие силы этих половин обмоток совпадали по направлению. Стержневые сердечники применяются для трансформаторов различной мощности.

Основными достоинствами стержневого трансформатора являются: большая поверхность охлаждения обмотки; малая индуктивность рассеяния вследствие размещения половинного числа витков на каждой катушке и меньшей толщины намотки; меньший расход обмоточного провода, чем у броневое трансформатора, так как уменьшение намотки вызывает уменьшение средней длины витка обмотки; значительно меньшая, чем в броневом трансформаторе, чувствительность к внешним магнитным полям, так как знаки ЭДС помех, наводимых в обеих катушках трансформатора, противоположны и взаимно уничтожаются.

В трансформаторе броневых типа (рис. 1.1б) первичная и вторичная обмотки помещаются на среднем стержне сердечника. Таким образом, в этом трансформаторе обмотки частично охватываются (бронированы) ярмом. Броневыми наиболее часто выполняются трансформаторы малой мощности. Броневой трансформатор обладает рядом конструктивных достоинств: наличием только одной катушки с обмотками вместо двух при стержневом сердечнике; более высоким коэффициентом заполнения окна сердечника обмоточным проводом; частичной защитой обмотки ярмом сердечника от механических повреждений.

Сердечники маломощных стержневых и броневых трансформаторов выполняются соответственно из П-образных и Ш-образных пластин трансформаторной стали, а также из ленточных сердечников подковообразной формы (рис. 1.1в, г). В некоторых случаях пластинчатые сердечники трансформаторов делают с уширенным ярмом для уменьшения намагничивающего тока. При этом сечение ярма делают у стержневого трансформатора больше сечения стержня, а у броневых — больше половины сечения стержня.

Пластинчатые магнитопроводы трансформаторов собираются встык или внахлест. При сборе встык все пластины сердечника составляются вместе, располагаясь одинаково, и сердечник состоит из двух частей, которые затем скрепляются вместе. При сборке встык просто осуществляется монтаж и демонтаж трансформаторов, но в месте стыков необходимо поместить изоляционную прокладку, представляющую собой большое магнитное сопротивление. В случае отсутствия изоляционной прокладки пластины ярма могут оказаться замкнутыми с пластинами стержня. Замыкание пластин ярма и стержня приведет к увеличению вихревых токов, что может вызвать недопустимо высокий нагрев стали в месте стыка. Нагрев может быть настолько большим, что стальные пластины сплавятся и трансформатор выйдет из строя.

Сборка внахлест позволяет уменьшить магнитное сопротивление магнитопровода (пластины могут плотно прилегать друг к другу в месте стыка), но усложняет монтаж и демонтаж трансформатора. При сборке внахлест пластины чередуются так, чтобы у соседних пластин разрезы были с разных сторон сердечника. После сборки магнитопровода его стягивают болтами или шпильками. Стяжные пластины, болты и т. д. изолируют от тела магнитопровода электрокартоном или бумагой, чтобы предотвратить возможность образования короткозамкнутых витков вокруг сердечника или его части.

Стержневые и броневые магнитопроводы из ленточных сердечников собирают встык. Для получения возможно меньшего магнитного сопротивления в местах стыка сердечников их торцевые поверхности шлифуют.

Для трансформаторов малой мощности, работающих на повышенных частотах, применяют тороидальные сердечники (рис. 1.1д), которые изготавливают, навивая ленту требуемой ширины на оправку заданного размера. Эти сердечники не требуют дополни-

тельной сборки. Достоинствами таких трансформаторов являются: относительно малое магнитное сопротивление; почти полное отсутствие внешнего потока рассеяния; нечувствительность к внешним магнитным полям независимо от их направления (при условии равномерного распределения обмоток трансформатора по окружности тороида).

Трехфазные трансформаторы выполняются, главным образом, стержневыми (рис. 1.2). В трехфазных трансформаторах, так же

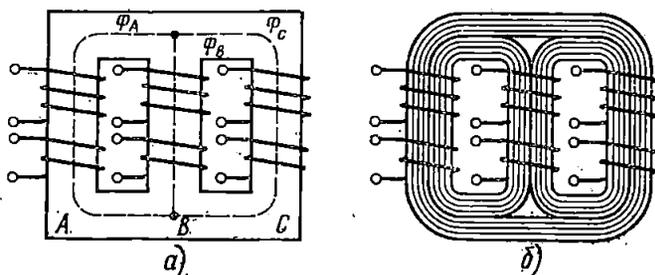


Рис. 1.2. Трехфазный стержневой трансформатор:
а — пластинчатый; б — ленточный

как и в однофазных, иногда поперечное сечение ярма делается несколько большим (примерно на 20%) поперечного сечения стержня для уменьшения намагничивающих токов. Обмотки трансформаторов изготавливают из меди или алюминия. Для трансформаторов небольшой мощности, т. е. при небольших токах, обмотки выполняют из изолированного провода круглого сечения. Параллельное соединение витков дает возможность применить провод круглого поперечного сечения при больших токах в обмотках и облегчает процесс их изготовления. При сравнительно больших мощностях и при больших токах обмотки изготавливают из шин прямоугольного поперечного сечения.

Обмотки и другие токоведущие части трансформаторов изолируют. Изоляция должна обеспечивать надежную работу трансформатора в условиях его эксплуатации при значительных колебаниях температуры нагрева. В зависимости от нагревостойкости изоляционные материалы разделяются на семь классов (ГОСТ 8865—70) со следующими предельно допустимыми температурами: класс Y — 90°C; класс A — 105°C; класс E (AB) — 120°C; класс B — 130°C; класс F (BC) — 155°C; класс H (CB) — 180°C; класс C — более 180°C. Марки некоторых электроизоляционных материалов приведены в табл. 1.3.

Конструкция обмоток должна обеспечивать хорошее их охлаждение так, чтобы температура нагрева обмоток не превышала пределов, установленных для соответствующих классов изоляции. Изоляция обмоток должна выдерживать без повреждений длительное воздействие на нее переменного электрического поля, имеющегося в трансформаторе при нормальной его работе, и крат-

Таблица 1.3
Электроизоляционные материалы

Вид	Название	Марка	Толщина, мм	Класс нагревостойкости
Бумага	Кабельная	К	0,08; 0,12; 0,17; 0,05	А
	Телефонная	КТН	0,05	А
	Конденсаторная	КОНИ	0,005; 0,01; 0,012; 0,015; 0,022	А
Тканевые материалы	Лакоткань	ЛШ1	0,01; 0,15	А
	— > —	ЛШ2	0,08; 0,10; 0,12; 0,15	А
	— > —	ЛСШ	0,04; 0,05; 0,06	А
	— > —	ЛСШ1	0,12	А
	— > —	ЛСШ2	0,12	А
	Стеклолакоткань То же Стекломикалента	ЛСК1 ЛСК2 ЛС2ФК	0,12; 0,15 0,20 0,13; 0,15; 0,17; 0,22	В Н Н
Твердая изоляция	Электрокартон	ЭВ	0,1; 0,15; 0,20; 0,30; 0,40; 0,50; 1,0; 1,25; 1,5; 1,75; 2,0; 2,5; 3,0	А
	Гетинакс Стеклотекстолит	Б, В, Г СТ	от 0,2 и выше от 0,5 и выше	А F
Пленки	Фторопласт	Ф-4	0,01—0,1	С

ковременные перенапряжения, возникающие в условиях эксплуатации трансформаторов. Обмотки трансформаторов должны выдерживать механические воздействия, которым они подвергаются в процессе сборки трансформатора и в условиях эксплуатации при коротких замыканиях и перегрузках.

По способу размещения на магнитопроводе обмотки трансформаторов могут быть концентрическими и дисковыми чередующимися. Концентрические обмотки (рис. 1.3) выполняются в виде

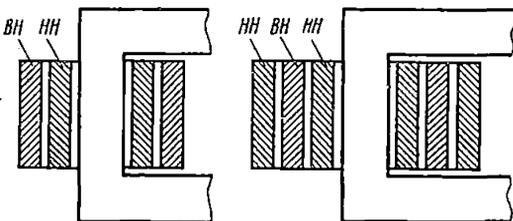
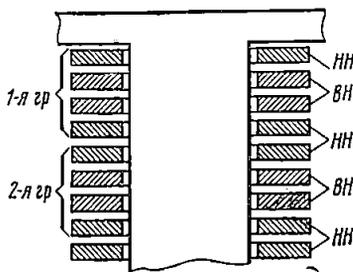


Рис. 1.3. Схема концентрической обмотки:
а — простая; б — двойная

цилиндров, размещаемых на магнитопроводе. Внутри, ближе к сердечнику, размещается обмотка низшего напряжения, требующая меньшей изоляции относительно стержня магнитопровода, снаружи — обмотка высшего напряжения (рис. 1.3а). Для уменьшения индуктивного сопротивления обмоток, т. е. для уменьшения магнитного рассеяния, находят применение двойные концентрические обмотки (рис. 1.3б), в которых обмотка низшего напряжения делится на две одинаковые катушки. Между катушками обмотки низшего напряжения помещается обмотка высшего напряжения. Подобным образом может быть выполнена тройная концентрическая обмотка, в которой обмотка низшего напряжения состоит из трех катушек, а обмотка высшего напряжения — из двух. Концентрические обмотки получили наиболее широкое распространение.



Дисковые чередующиеся обмотки низшего и высшего напряжений, изготовленные в виде отдельных дисков, размещаются на магнитопроводе в чередующемся порядке (рис. 1.4). Вся обмотка подразделяется на симметричные группы, состоящие из одной или нескольких катушек высшего напряжения и из расположенных по обе стороны от них двух (или нескольких) катушек низшего напряжения. Дисковые чередующиеся обмотки более сложны, но обладают меньшим рассеянием. Такие обмотки нашли применение в ряде специальных случаев (импульсные трансформаторы, выходные трансформаторы), а также в высоковольтных трансформаторах.

Рис. 1.4. Схема дисковых чередующихся обмоток трансформатора.

Обмотки трансформаторов малой мощности изготавливаются из медных проводов с эмалевой, волокнистой и комбинированной изоляцией.

Медные провода с эмалевой изоляцией выпускаются следующих марок:

ПЭЛ — провод с эмалевой лакостойкой изоляцией (по нагревостойкости относится к классу А);

ПЭЛУ — провод с эмалевой утолщенной лакостойкой изоляцией (по нагревостойкости относится к классу А);

ПЭТ — провод с эмалевой изоляцией повышенной теплостойкости (нагревостойкость класса В);

ПЭВ-1 и ПЭВ-2 — провода с одинарным и двойным эмалевым винифлексовым покрытием соответственно (нагревостойкость классов А, В для ПЭВ-1 и классов А, Е для ПЭВ-2);

ПЭФ-2 — провод изолированный фторопластовой эмалью в два слоя (нагревостойкость класса С).

Из проводов с волокнистой изоляцией в трансформаторах применяются ПБО и ПБД — провода с изоляцией из хлопчатобумажной пряжи в один и два слоя соответственно (нагревостойкость класса А).

Из проводов с комбинированной изоляцией в трансформаторах применяются:

ПЭЛБО — провод с лакостойкой эмалевой изоляцией и одним слоем хлопчатобумажной пряжи (нагревостойкость класса А);

ПЭЛШО — провод с лаковой эмалевой изоляцией и одним слоем шелковой пряжи (нагревостойкость класса А).

Провода с комбинированной изоляцией имеют более толстую изоляцию, чем провода с эмалевой изоляцией, и их применение целесообразно при сечении провода 0,5 мм² и более. При таких сечениях применение провода с эмалевой изоляцией нежелательно, так как при намотке на прямоугольные каркасы больших размеров может произойти растрескивание и отслоение эмали на сгибах.

1.2.

РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Заданными величинами при расчете трансформаторов являются напряжение сети U_1 , частота тока питающей сети f , напряжение U_2 и мощность S_2 вторичной обмотки при номинальной нагрузке. В случае многообмоточного трансформатора задаются напряжения и мощности всех вторичных обмоток.

В результате расчета должны быть определены геометрические размеры магнитопровода, данные обмоток (число витков, марки и диаметры проводов) и параметры трансформатора (ток холостого хода, напряжение короткого замыкания, изменение вторичного напряжения, потери и КПД, температура перегрева).

Трансформаторы малой мощности по своей конструкции могут быть выполнены стержневыми, броневыми и тороидальными (рис. 1.5). Конфигурация магнитопровода выбирается с учетом получения трансформатора наименьших массы, габаритов, стоимости, наибольших простоты конструкции и технологичности.

В [2, 5] сравниваются трансформаторы различной конфигурации для частот 50 и 400 Гц и выводятся оптимальные соотношения размеров с точки зрения минимума массы, объема и стоимости для трансформаторов различных типов (табл. 1.4).

Маломощные силовые трансформаторы при их массовом производстве обычно проектируют и изготавливают на стандартных сердечниках, составляющих унифицированные ряды типовых размеров. Такие ряды сердечников представляют обычно компромиссное решение проблемы оптимальных трансформаторов либо по наименьшей массе и объему, либо по наименьшей стоимости. В настоящее время наиболее распространены ряды магнитопроводов, приведенные в приложении (табл. П1.1—П1.3). В табл. П1.1 приведен ряд ленточных магнитопроводов броневой конструкции для трансформаторов минимальных массы и объема (частоты 50, 400, 1200 Гц). Для стержневых трансформаторов (50, 400 Гц) минимальных объема и массы приведен ряд ленточных сердечников в табл. П1.2. В табл. П1.3 приведен ряд тороидальных сердечников минимальных объема и массы на частоты 50, 400, 1200 и 2400 Гц.

В [2] показано, что для частоты 50 Гц по всем технико-экономическим показателям (масса, объем, стоимость) предпочтительны трансформаторы стержневого типа, выполненные на магнитопроводах оптимальной формы.

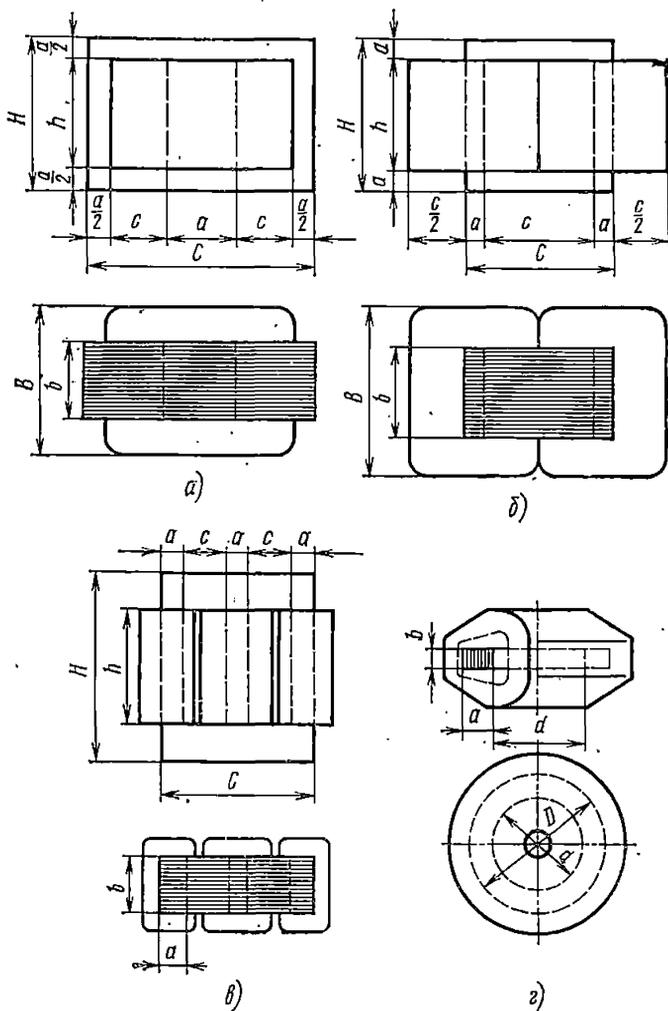


Рис. 1.5. Магнитопроводы трансформаторов:
 а — броневого; б — стержневого; в — трехфазного стержне-
 вого; г — тороидального

Бронева конструкция практически равноценна стержневой по массе, однако уступает последней по объему и стоимости. Однако, несмотря на указанные недостатки для малых мощностей (до 100—200 В·А) при напряжениях обмоток менее 1000 В, следует отдать предпочтение броневым трансформаторам с пластинчатым и ленточным магнитопроводом как наиболее простым по конструкции и наиболее технологичным.

При мощностях в несколько сотен вольт-ампер на частоте 50 Гц и до нескольких киловольт-ампер на частоте 400 Гц наибо-

Таблица 1.4

Оптимальные соотношения размеров для трансформаторов

Конструкция (тип) трансформаторов	Значения								
	<i>b/a</i>	<i>c/a</i>	<i>h/a</i>	<i>b/a</i>	<i>c/a</i>	<i>h/a</i>	<i>b/a</i>	<i>c/a</i>	<i>h/a</i>
	при минимальной массе			при минимальном объеме			при минимальной стоимости		
Стержневая с двумя катушками	1—2	1,5	2,0	1—2	0,5	3,0	2	1,0	1,0
Броневая	1—2	1,0	2,5	1—2	1,0	2,5	2	0,5	1,0
Тороидальная	0,4—1,0	2	—	1—2	2,0	—	—	—	—

лее перспективными являются стержневые трансформаторы с двумя катушками на ленточных сердечниках оптимальной формы.

Трансформаторы с тороидальными ленточными сердечниками целесообразны при мощностях до 100—200 В·А и частоте тока 400 Гц в случаях, когда необходимо минимальное рассеяние или минимальный объем. Имея некоторые преимущества по массогабаритным показателям перед стержневыми и броневыми трансформаторами и сравнительно простую конструкцию, тороидальные трансформаторы менее технологичны.

После выбора конфигурации магнитопровода устанавливаем зависимость его необходимых размеров, см⁴, от заданной мощности трансформатора:

$$Q_c Q_o = \frac{1 + \eta}{\eta} \frac{\{S_{\text{тр}} \cdot 10^3\}}{\{4,44fBj\kappa_c\kappa_m\}}, \quad (1.1)$$

где Q_c и Q_o — площадь поперечного сечения стержня магнитопровода и площадь окна, см²; $S_{\text{тр}}$ — полезная мощность трансформатора, В·А; f — частота тока питающей сети, Гц; B — амплитуда

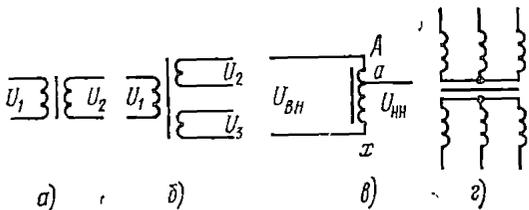


Рис. 1.6. Электрические схемы трансформаторов: а — однофазного двухобмоточного; б — однофазного трехобмоточного; в — автотрансформатора; г — трехфазного трансформатора

магнитной индукции, Т; j — плотность тока в обмотках, А/мм²; κ_m и κ_c — коэффициенты заполнения медью окна сердечника и сталью площади поперечного сечения стержня магнитопровода соответственно; η — КПД трансформатора.

Для двухобмоточного трансформатора (рис. 1.6а) $S_{\text{тр}} = S_2$ — мощность вторичной обмотки при номинальной нагрузке; при ра-

боте трансформатора на выпрямитель мощности S_1 и S_2 могут быть различны и $S_{\text{ТР}} = (S_1 + S_2)/2$; для многообмоточного (рис.

1.6б) $S_{\text{ТР}} = \sum_{i=2}^{i=N} S_i$ — сумма номинальных мощностей всех вторичных обмоток (i — номер обмотки, N — число обмоток трансформатора); для автотрансформатора (рис. 1.6в) $S_{\text{ТР}} = S_2(1 - 1/\kappa)$ — габаритная (расчетная) мощность, где $\kappa = U_{\text{ВН}}/U_{\text{НН}}$ — коэффициент трансформации; для трехфазного трансформатора (рис. 1.6г) $S_{\text{ТР}} = S_2/3$ — мощность, приходящаяся на одну фазу.

В зависимости от мощности трансформатора ориентировочно определяется амплитуда магнитной индукции B (рис. 1.7б) при

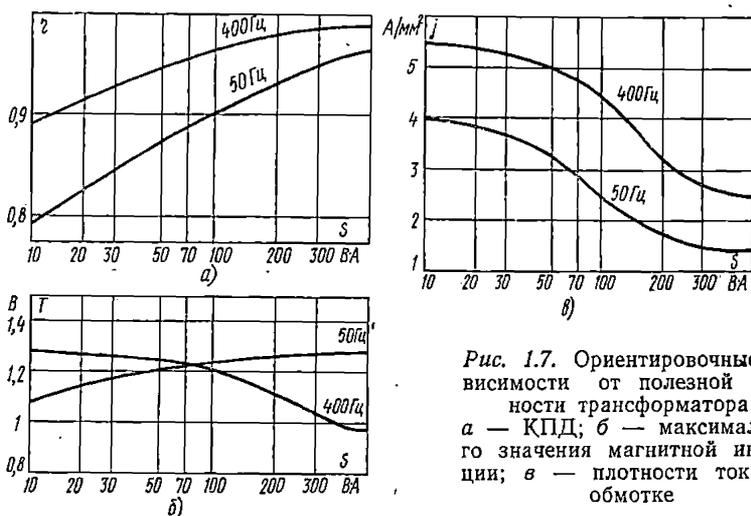


Рис. 1.7. Ориентировочные зависимости от полезной мощности трансформатора: а — КПД; б — максимального значения магнитной индукции; в — плотности тока в обмотке

частоте 50 и 400 Гц. Также в зависимости от мощности $S_{\text{ТР}}$ ориентировочно определяется плотность тока j по кривым для частоты 50 и 400 Гц (рис. 1.7в). Значение η определяется из графиков (рис. 1.7а). Значения $\kappa_{\text{М}}$ и $\kappa_{\text{с}}$ определяются из табл. 1.5—1.7.

Трансформаторы с тороидальным магнитопроводом отличаются от броневых и стержневых отсутствием немагнитного зазора в магнитопроводе и значительно более сложной конструкцией обмоток. Отсутствие немагнитного промежутка позволяет увеличить магнитную индукцию, которая при частоте тока 400 Гц для магнитопровода из ленточной стали Э330 толщиной 0,15 мм выбирается равной 1,5—1,7 Т для трансформаторов мощностью $S_{\text{ТР}} = 10$ —100 В·А и 1,15—1,5 Т для трансформаторов мощностью 100—300 В·А. Плотность тока обычно выбирается $j = 7 \div 4$ А/мм² при $S_{\text{ТР}} = 10 \div 100$ В·А и $j = 4 \div 2,5$ А/мм² при $S_{\text{ТР}} = 100 \div 300$ В·А.

Коэффициент заполнения медью окна магнитопровода $\kappa_{\text{М}}$ зависит от диаметра провода обмоток (от мощности трансформатора), изоляции и напряжения обмоток (табл. 1.5).

Т а б л и ц а 1.5
Значения κ_M для некоторых марок проводов

Марка провода	Диаметр про- вода, мм	κ_M
ПЭЛ, ПЭВ, ПЭТ	0,05—0,1	0,15—0,2
	0,1—0,2	0,18—0,25
	0,2—0,5	0,22—0,3
	0,5—1,5	0,27—0,35
ПЭЛШО	0,1—0,2	0,12—0,19
	0,2—0,5	0,17—0,25
ПЭЛШД ПШД ПЭЛБО	0,2—0,5	0,15—0,22
ПБД ПЭЛБД	0,5—1,5	0,16—0,25
	1,5—4,5	0,22—0,3

В табл. 1.6 приведены ориентировочные значения κ_M в зависимости от мощности трансформатора.

Коэффициент заполнения сталью сечения сердечника κ_c зависит от толщины стальных листов или ленты и материала изоляции (табл. 1.7).

Т а б л и ц а 1.6
Значения κ_M в зависимости от мощности трансформатора

$S_{тр}$, В·А	κ_M при $f=50$ Гц	κ_M при $f=400$ Гц
15—30	0,22—0,28	0,21—0,25
50—150	0,28—0,34	0,25—0,28
150—300	0,34—0,36	0,28—0,30
300—1000	0,36—0,38	0,30—0,37

Т а б л и ц а 1.7
Значения коэффициента κ_c от толщины листа

Толщина листа, мм	κ_c для магнитопроводов	
	пластинчатых	ленточных
0,35—0,5	0,89—0,93	0,95—0,97
0,2—0,35	0,82—0,89	0,93—0,95
0,05—0,1	—	0,75—0,88

Если трансформатор предназначен для питания выпрямительных схем, то величину $Q_c Q_o$, см⁴, можно ориентировочно определить из выражения

$$Q_c Q_o = \frac{S_{тр} \cdot 10^2}{2,22 f B_{жк} \kappa_c \eta}, \quad (1.2)$$

где $S_{тр}$ — габаритная мощность трансформатора, В·А, определяемая из расчета выпрямителя.

Определив произведение $Q_c Q_o$, легко установить пределы ширины стержня магнитопроводов, которые могут быть использованы для данного трансформатора. Зная оптимальные соотношения сторон магнитопровода $y=b/a$, $x=c/a$, $z=h/a$ (см. табл. 1.4), определяем величину a , см:

$$a = \sqrt[4]{Q_c Q_o / yxz}. \quad (1.3)$$

Например, для броневого трансформатора минимальной массы величины: $y=b/a=1 \div 2$, $x=c/a=1$, $z=h/a=2,5$. Подставляя величины y , x , z в (1.3), получим для $y=1$ $a=0,8 \sqrt[4]{Q_c Q_o}$; для $y=2$ $a=0,67 \sqrt[4]{Q_c Q_o}$.

Зная граничные значения a для $y=1$ и $y=2$, а также произведение $Q_c Q_o$ из табл. П1.1, П1.2, по этим величинам выбираем магнитопровод. Выбрав его, следует выписать из таблиц все справочные данные, необходимые для дальнейшего расчета. К таким данным относятся: типоразмер, геометрические размеры магнитопровода, его сечение, масса и величина $Q_c Q_o$.

Зная марку стали, магнитную индукцию и массу выбранного магнитопровода, определяем потери в стали

$$P_{ст} = \sigma G_{ст}, \quad (1.4)$$

где σ — удельные потери, Вт/кг, которые зависят от марки стали, толщины пластин или ленты, магнитной индукции и частоты тока сети; $G_{ст}$ — масса стали магнитопровода, кг. На рис. 1.8 приве-

32-1343

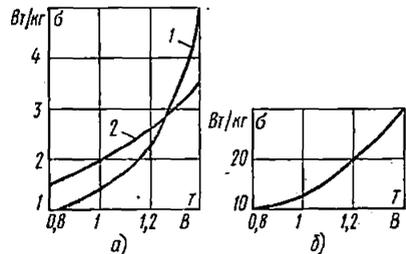


Рис. 1.8. Удельные потери в трансформаторных сталях: a — при частоте 50 Гц Э42 (1) и Э310 (2) толщиной 0,35 мм; b — при частоте 400 Гц Э340 толщиной 0,15

дены экспериментальные кривые зависимости удельных потерь в стали от магнитной индукции.

Если при неизменной частоте тока известны удельные потери в стали от двух значений магнитной индукции B_1 и B_2 ,

СИРХОЗДИЯ ТЕРМИЗИЙ НОМИДАГИ
KUTUBXONA MARKAZI
Kot. № 43041
200 й.у.

Сурхандарьинская
ОБЩЕИЗБИОТЕКА
И.А. ГОГОЛА

то при любом другом значении магнитной индукции B_x удельные потери в стали $\sigma_x = \sigma_1 (B_x/B_1)^n$, где

$$n = \lg \frac{\sigma_1}{\sigma_2} / \lg \frac{B_1}{B_2}.$$

При изменении частоты также меняются потери в стали. Если магнитная индукция остается неизменной, то изменение частоты от f_1 до f_2 вызовет изменение удельных потерь в стали от значения σ_1 до значения σ_2 , зависимость между которыми следующая: $\sigma_2 = \sigma_1 (f_2/f_1)^{1,3}$.

Если изменение частоты тока происходит при неизменном напряжении, приложенном к первичной обмотке трансформатора, то магнитная индукция изменится обратно пропорционально изменению частоты тока, т. е. $B_2/B_1 = f_1/f_2$, и удельные потери в стали $\sigma_2 = \sigma_1 (f_1/f_2)^{n-1,3}$.

Активная составляющая тока холостого хода, потребляемая трансформатором на покрытие потерь в стали и выраженная в процентах от номинального тока,

$$i_a = (P_{ст}/S_{тр}) \cdot 100, \quad (1.5)$$

где $S_{тр}$ то же, что и в (1.1) и (1.2), но для автотрансформатора $S_{тр} = S_2$ — полезная мощность. При расчете трехфазного трансформатора следует потери в стали, так же как и полезную мощность, отнести к одной фазе, т. е. $P_{ст}/3$.

Реактивная составляющая тока холостого хода, выраженная в процентах от номинального тока,

$$i_p = (Q_c/S_{тр}) \cdot 100 = (q_c G_c/S_{тр}) \cdot 100, \quad (1.6)$$

где Q_c — реактивная мощность, вар; q_c — удельная намагничивающая мощность, вар/кг, зависящая от марки стали, частоты, конструкции магнитопровода и магнитной индукции и определяемая по кривым рис. 1.9; $S_{тр}$ — то же, что в (1.5). При расчете трех-

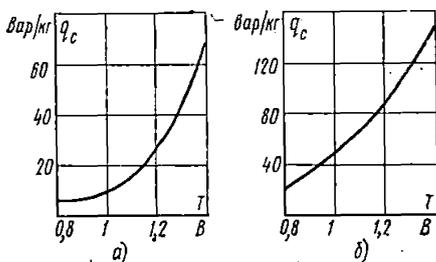


Рис. 1.9. Удельная намагничивающая мощность для стали:
а — Э42 толщиной 0,35 мм при частоте 50 Гц; б — Э340 толщиной 0,15 мм при частоте 400 Гц

фазного трансформатора намагничивающую мощность следует отнести к одной фазе.

Ток холостого хода, выраженный в процентах от номинального,

$$i_0 = \sqrt{i_a^2 + i_p^2}. \quad (1.7)$$

Номинальное значение тока первичной обмотки

$$I_1 = S_{\text{тр}}/U_1 \eta \cos \varphi_1, \quad (1.8)$$

так как в большинстве случаев нагрузка трансформаторов малой мощности активная, то величина $\cos \varphi_1$ зависит в основном от величины тока холостого хода.

Коэффициент мощности может быть принят $\cos \varphi_1 = 0,9 \div 0,95$ при частоте 50 Гц и $\cos \varphi_1 = 0,85 \div 0,95$ при частоте 400 Гц (чем больше мощность трансформатора, тем выше $\cos \varphi_1$). Для автотрансформатора $S_{\text{тр}} = S_2$ и $\eta \cos \varphi_1 = 0,9 \div 0,95$. При расчете трехфазного трансформатора $U_1 I_1$ — фазные значения напряжения и тока, а также мощность $S_{\text{тр}}$ на одну фазу. Величина КПД (η) была определена выше, из рис. 1.7а.

Абсолютное значение тока холостого хода, А,

$$I_0 = (i_0/100) I_1. \quad (1.9)$$

Ток холостого хода в трансформаторах малой мощности обычно лежит в пределах 25—40% от номинального значения при частоте 50 Гц и 10—30% при частоте 400 Гц. У автотрансформаторов ток холостого хода значительно меньше, чем у трансформаторов, и обычно не превышает 15—20% при частоте 50 Гц.

После расчета магнитопровода и определения всех его размеров можно перейти к расчету обмоток, который сводится к определению поперечного сечения и диаметра провода каждой обмотки, а также к выбору марки провода. Ток в первичной обмотке определяется из выражения (1.8). Ток во вторичной обмотке

$$I_2 = S_2/U_2. \quad (1.10)$$

При расчете многообмоточного трансформатора ток в любой вторичной обмотке

$$I_i = S_i/U_i, \quad (1.11)$$

где i — номер обмотки трансформатора (2, 3, 4, ...).

Для автотрансформатора токи определяются аналогично. При этом необходимо учитывать, что для понижающего автотрансформатора $I_{\text{Ав}} = I_1$ и $I_{\text{ав}} = I_2 - I_1$, а для повышающего автотрансформатора $I_{\text{Ав}} = I_2$ и $I_{\text{ав}} = I_1 - I_2$.

При расчете трехфазных трансформаторов токи, напряжения и мощность всех обмоток определяются для одной фазы. Поперечные сечения проводов обмоток:

$$q'_1 = I_1/j; \quad q'_2 = I_2/j; \quad q'_3 = I_3/j. \quad (1.12)$$

Рекомендуемые значения плотности тока, обеспечивающие температуру перегрева до 50°C, приведены на рис. 1.7в. Следует иметь в виду, что приведенные средние значения плотности тока для всех обмоток трансформатора и плотность тока в первичной обмотке, расположенной ближе к сердечнику, следует несколько уменьшить против среднего, а во вторичных обмотках, расположенных снаружи, — увеличить. Окончательно плотности тока в

обмотках могут быть определены после окончания конструктивного и теплового расчета трансформатора.

Задавшись плотностью тока j в обмотках и вычислив поперечное сечение их проводов q'_1, q'_2, \dots , по табл. П2.1 выбираем ближайшее стандартное сечение проводов q_1, q_2, q_3 и их марку. При напряжении обмоток до 500 В следует выбрать провод ПЭЛ или ПЭВ-1 при токах в обмотках до 5 А и провод ПЭЛБО или ПБД при токах более 5 А. При напряжении обмоток более 500 В следует выбрать провод ПЭВ-2.

Выбрав провода для всех обмоток трансформатора, из табл. П2.1 следует выписать следующие данные: поперечное сечение q_1, q_2, q_3 , мм²; диаметр провода с изоляцией d_1, d_2, d_3 , мм, и без нее d'_1, d'_2, d'_3 , мм; массу l м провода g_1, g_2, g_3 , г.

Действительная плотность тока в обмотках: $j_1 = I_1/q_1$; $j_2 = I_2/q_2$; $j_3 = I_3/q_3$.

Средняя плотность тока для трансформатора двухобмоточно-го $j = \sqrt{j_1 j_2}$, трехобмоточного $j = \sqrt[3]{j_1 j_2 j_3}$ и т. д.

Амплитуда магнитного потока, В·с, в магнитопроводе трансформатора $\Phi = BQ_{ca} \cdot 10^{-4} = BQ_{cc} k_c \cdot 10^{-4}$, где Q_{ca} — активное сечение магнитопровода, см² (определяется из табл. П1.1—П1.3); k_c — коэффициент заполнения сталью сечения магнитопровода.

Числа витков обмоток:

$$\omega_1 = E_1 \cdot 10^4 / 4,44f\Phi; \quad \omega_2 = E_2 \cdot 10^4 / 4,44f\Phi; \quad \omega_3 = E_3 \cdot 10^4 / 4,44f\Phi. \quad (1.13)$$

При расчете трансформатора для выпрямителя определяется напряжение вторичной обмотки при холостом ходе. Поэтому ЭДС обмоток трансформатора равны их напряжениям, т. е. $E_1 = U_1$; $E_2 = U_2$; $E_3 = U_3$.

Для трехфазного трансформатора в (1.13) следует подставить фазные значения ЭДС обмоток. Для автотрансформатора число витков части ω_{Aa} , принадлежащей сети ВН, определяется для напряжения, равного $E_{Aa} = U_{ВН} - U_{НН}$, а число витков части ω_{ax} , принадлежащей сети НН, — для напряжения $E_{ax} = U_{НН}$.

При работе трансформатора под нагрузкой в сопротивлениях его обмоток происходит падение напряжения, и для определения чисел витков обмоток следует вычислить ЭДС обмоток при нагрузке. Обозначив процентное падение напряжения в первичной обмотке Δu_1 и во вторичной Δu_2 , ЭДС обмоток определим выражениями:

$$E_1 = U_1 (1 - \Delta u_1 / 100) \quad \text{и} \quad E_2 = U_2 (1 + \Delta u_2 / 100). \quad (1.14)$$

Ориентировочные значения Δu_1 и Δu_2 в зависимости от мощности трансформаторов броневое типа с напряжением обмоток до 1000 В и температурой перегрева до 50°C приведены на рис. 1.10. При расчете многообмоточного трансформатора следует иметь в виду, что по мере удаления вторичных обмоток от первичной их активные и реактивные сопротивления увеличиваются. Поэтому следует принимать Δu_2 для вторичной обмотки, расположенной непосредственно на первичной, меньше, а для наружной

вторичной обмотки больше, чем показано на рис. 1.10, на 10—20%.

Поскольку обмотки стержневых трансформаторов имеют меньшие активные и реактивные сопротивления, чем броневых, при расчете трансформаторов стержневого типа следует Δu_1 и Δu_2 уменьшить на 20—30% по сравнению с приведенными на рис. 1.10

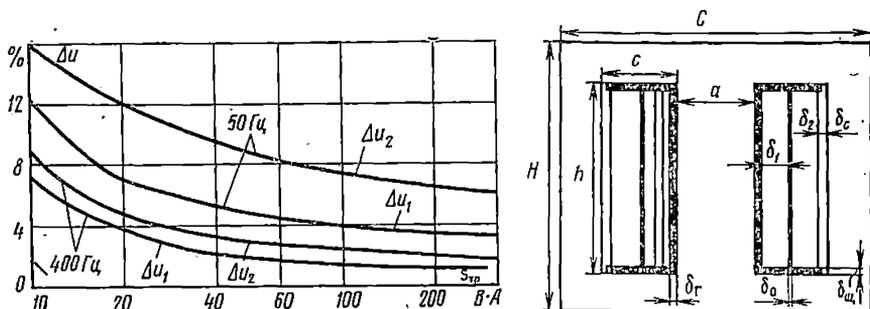


Рис. 1.10. Ориентировочная зависимость от мощности трансформатора процентного падения напряжения в первичной ΔU_1 и вторичной ΔU_2 обмотках при частотах тока 50 и 400 Гц

Рис. 1.11. Размещение обмоток на магнитопроводе

значениями. После определения сечения проводов и чисел витков обмоток следует проверить их размещение на магнитопроводе.

Обмотки трансформаторов укладываются на каркасе, изготовленном из изоляционного материала, в качестве которого используются электрокартон, пропитанный изолирующим лаком, гетинакс, пластмасса и другие негигроскопичные изоляционные материалы, обладающие достаточно высокой нагревостойкостью.

Каркас состоит из гильзы, представляющей собой трубку прямоугольного, квадратного или круглого сечения. На концах гильзы укрепляются боковые щеки. При изготовлении каркаса из пластмассы его прессуют целиком. Иногда при прессовке каркаса в щеки запрессовывают выводные лепестки, предназначенные для присоединения концов обмоток.

Широко применяется так называемая бескаркасная намотка. При этом способе обмотка наматывается на гильзу, не имеющую боковых щек. Витки обмотки на гильзе плотно укладываются рядами. При укладке витков первый ряд наматывается в одну сторону, второй ряд — в другую. Поэтому при четном числе рядов выводы начала и конца обмотки будут с одной стороны обмотки, а при нечетном — с противоположных.

При намотке обмоток (особенно при малом диаметре провода) может происходить «западание» витков из последующих ря-

дов в нижележащие, в результате чего напряжение между отдельными витками может возрасти настолько, что это вызовет пробой изоляции и выход трансформатора из строя. Для предотвращения «западания» после намотки каждого ряда укладывается межслойная изоляция, в качестве которой применяется конденсаторная бумага толщиной 0,01 мм при диаметре провода обмотки менее 0,1 мм, телефонная бумага толщиной 0,05 мм при диаметре провода 0,1—0,5 мм и кабельная бумага толщиной 0,12 мм при диаметре провода более 0,5 мм.

Размещение обмоток на магнитопроводе изображено на рис. 1.11. Ближе к стержню магнитопровода обычно располагают первичную обмотку (сетевую) и затем вторичную. В многообмоточном трансформаторе ближе к стержню помещается обмотка более высокого напряжения (анодная), а снаружи — более низкого (накальная). Если трансформатор имеет экранирующую обмотку, то ее помещают между обмотками сетевой и более высокого напряжения. Перед намоткой обмотки на каркас укладывается изоляционная лента из лакоткани, концы которой склеиваются полистироловым лаком. Обычно гильза и боковые щеки каркаса имеют одинаковую толщину ($\delta_r = \delta_{щ}$). Каркасы из электрокартона или бакелизированной бумаги при напряжении обмотки до 500 В имеют толщину $\delta_r = \delta_{щ} = 1 \div 2$ мм, а каркасы из гетинакса или пластмассы $\delta_r = \delta_{щ} = 2 \div 3$ мм. Зазор между щекой каркаса и магнитопроводом составляет 0,5—1 мм на сторону. Следовательно, высота обмотки, мм, равна

$$h_{об} = h - 2\delta_{щ} - (1 \div 2), \quad (1.15)$$

где h — высота окна магнитопровода, мм.

Число витков в одном слое каждой обмотки

$$N = (h_{об} / \kappa_y d) - 1, \quad (1.16)$$

где d — диаметр провода данной обмотки с изоляцией, мм; κ_y — коэффициент, учитывающий неплотность намотки и равный 1,1—1,15. Единица в этом выражении учитывает возможность того случая, когда начало первого и конец последнего витков слоя окажутся на одной осевой линии обмотки. Число витков в одном слое каждой обмотки

$$N_1 = (h_{об} / \kappa_y d_1) - 1; \quad N_2 = (h_{об} / \kappa_y d_2) - 1; \quad N_3 = (h_{об} / \kappa_y d_3) - 1$$

следует округлить до ближайшего меньшего целого числа.

Число рядов каждой обмотки

$$M = \omega / N, \quad (1.17)$$

где ω — число витков рассчитываемой обмотки для броневых трансформатора, т. е.

$$M_1 = \omega_1 / N_1; \quad M_2 = \omega_2 / N_2; \quad M_3 = \omega_3 / N_3,$$

и половинное число витков рассчитываемой обмотки для стержневого трансформатора, т. е.

$$M_1 = \omega_1 / 2N_1; \quad M_2 = \omega_2 / 2N_2; \quad M_3 = \omega_3 / 2N_3. \quad (1.18)$$

После укладки каждой обмотки на каркасе помещается междуобмоточная изоляция, представляющая собой ленту из лакокани в два слоя или различную марку изоляционной бумаги, намотанной в несколько слоев. При напряжении обмоток до 1000 В толщина этой изоляции составляет $\delta_0 = 0,2 \div 0,3$ мм. При напряжении более 1000 В между обмотками устанавливается дополнительная изоляция из электрокартона, бумаги, гетинакса или другого изоляционного материала. Радиальный размер каждой обмотки равен

$$\delta = 1,2Md,$$

где множитель 1,2 учитывает межслоевую изоляцию и разбухание обмотки при намотке и пропитке. Следовательно, радиальные размеры всех обмоток:

$$\delta_1 = 1,2M_1d_1; \delta_2 = 1,2M_2d_2; \delta_3 = 1,2M_3d_3. \quad (1.19)$$

Радиальный размер всех обмоток с учетом межслоевой и междуобмоточной изоляции

$$\delta_p = \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \dots + (n-1)\delta_0, \quad (1.20)$$

где n — число обмоток.

Между гильзой каркаса и магнитопроводом имеется зазор $\delta_3 = 0,5 \div 1$ мм. Свободный промежуток в окне магнитопровода от поверхности последней обмотки до ярма в броневом трансформаторе

$$\delta_c = c - \delta_3 - \delta_r - \delta_p \quad (1.21)$$

и между поверхностями наружных обмоток двух стержней в трансформаторе стержневого типа

$$\delta_c = c - 2(\delta_3 + \delta_r + \delta_p). \quad (1.22)$$

В выражениях (1.21) и (1.22) c — ширина окна магнитопровода. Свободный промежуток должен быть не менее 1—4 мм (чем больше мощность трансформатора, тем больше δ_c). Если свободный промежуток меньше указанного, то нет уверенности в том, что обмотки разместятся на сердечнике. В этом случае следует выбрать магнитопровод с большей площадью окна или увеличить электромагнитные нагрузки — либо магнитную индукцию, либо плотность тока. Если свободный промежуток окажется больше 5—8 мм (в зависимости от мощности трансформатора), то также требуется произвести новый вариант расчета.

Масса меди каждой обмотки, кг,

$$G_{M_i} = w_i g_i l_i \cdot 10^{-3}, \quad (1.23)$$

где w_i — число витков обмотки; g_i — масса одного метра провода, г; l_i — средняя длина витка обмотки, м; i — номер обмотки, т. е.

$$G_{M_1} = w_1 g_1 l_1 \cdot 10^{-3}; G_{M_2} = w_2 g_2 l_2 \cdot 10^{-3}.$$

Масса меди всех обмоток $G_{M.0} = G_{M_1} + G_{M_2} + \dots + G_{M_n}$.

Масса l м провода известна из табл. П2.1 после выбора проводов обмоток, а средние длины витков обмоток, m , равны (см. рис. 1.11)

$$l_i = 2(a + b + \pi r_i) \cdot 10^{-3}, \quad (1.24)$$

где

$$r_i = \delta_3 + \delta_r + (i-1) \delta_0 + \sum_1^i \delta_i - \frac{\delta_i}{2}. \quad (1.25)$$

Удельное сопротивление меди при 20°C равно $\rho_{20} = 0,0175 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$. При температуре обмоток T удельное сопротивление $\rho_T = \rho_{20}[1 + 0,004(T-20)]$, т. е. $\rho_{75} = 0,0214$; $\rho_{90} = 0,0224$; $\rho_{105} = 0,0234 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$.

Так как удельная масса меди $8,9 \text{ кг/дм}^3$, то проволока длиной l км и сечением $l \text{ мм}^2$ весит $8,9 \text{ кг}$, а проволока длиной l км и сечением $q \text{ мм}^2$ весит $8,9q \text{ кг}$. Мощность, расходуемая на нагревание проволоки длиной l км и сечением $q \text{ мм}^2$, равна $I^2 \rho \cdot 1000/q$, или потери на 1 кг

$$I^2 \rho \cdot 1000 / 8,9 q^2 = j^2 \rho',$$

где j — плотность тока, А/мм^2 ; $\rho' = 1000\rho/8,9$ — удельные потери в меди, Вт/кг , имеющие следующие значения при различных температурах обмоток: $\rho'_{75} = 2,4$; $\rho'_{90} = 2,5$; $\rho'_{105} = 2,63 \text{ Вт/кг}$.

Потери в меди каждой обмотки при ее температуре T

$$P_{Mi} = \rho'_T j_i^2 G_{Mi}, \quad (1.26)$$

где j_i — плотность тока в i -й обмотке, А/мм^2 ; G_i — масса этой обмотки, кг .

Суммарные потери в меди всех обмоток

$$P_{Mo} = P_{M1} + P_{M2} + P_{M3} + \dots \quad (1.27)$$

Коэффициент полезного действия трансформатора

$$\eta = P / (P + P_{ст} + P_{M.o}), \quad (1.28)$$

где $P = S_{тр} \cos \varphi$ — полезная мощность в нагрузке трансформатора и автотрансформатора и на одну фазу трехфазного трансформатора, Вт .

Относительная нагрузка β , при которой КПД трансформатора максимален,

$$\beta = \sqrt{P_{ст}/P_{M.o}}.$$

Активные сопротивления обмоток трансформатора

$$r_i = \rho l_i \omega_i / q_i, \quad (1.29)$$

где ρ — удельное сопротивление медного провода, которое зависит от температуры.

Полное активное сопротивление короткого замыкания двухобмоточного трансформатора, приведенное к первичной обмотке,

$$r_k = r_1 + r'_2 = r_1 + r_2 (\omega_1/\omega_2)^2. \quad (1.30)$$

Для многообмоточного трансформатора полное активное сопротивление n -й обмотки, приведенное к первичной обмотке,

$$r_{кн} = r_1 + r'_n = r_1 + r_n (\omega_1/\omega_n)^2. \quad (1.31)$$

Активная составляющая напряжения короткого замыкания, выраженная в процентах,

$$u_a = (I_1 r_{кн} / U_1) \cdot 100, \quad (1.32)$$

где U_1 и I_1 — номинальные напряжение и ток первичной обмотки соответственно.

Реактивная составляющая напряжения короткого замыкания, выраженная в процентах,

$$u_x = \frac{180AWI\delta'}{vBQ_{с.а}h_{об} \cdot 10^2}, \quad (1.33)$$

где AW — средняя магнитодвижущая сила, равная для двухобмоточного и многообмоточного трансформаторов соответственно:

$$AW = \sqrt{\frac{(I_1\omega_1 + I_2\omega_2)^2}{2} + (I_0\omega_1)^2}$$

и

$$AW = \sqrt{\frac{(I_1\omega_1 + I_2\omega_2 + \dots + I_n\omega_n)^2}{2} + (I_0\omega_1)^2};$$

l — средняя длина всех обмоток, м, равная для двухобмоточного и многообмоточного трансформаторов соответственно:

$$l = \frac{l_1 + l_2}{2} \text{ и } l = \frac{l_1 + l_2 + l_3 + \dots + l_n}{n},$$

где l_1, l_2 — средние длины витков первой, второй и т. д. обмоток, м; n — число обмоток; v — число стержней, несущих обмотки (для броневое и трехфазного трансформатора $v=1$, для стержневого $v=2$); B — амплитуда магнитной индукции, Т; $Q_{с.а}$ — активное сечение магнитопровода, см²; $h_{об}$ — высота обмотки, мм; δ' — расчетный зазор для потока рассеяния, мм, равный для двухобмоточного и многообмоточного трансформаторов соответственно:

$$\delta' = \delta_0 + \frac{\delta_1 + \delta_2}{3} \text{ и } \delta' = \delta_0 + \frac{\delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \dots + \delta_n + (n-1)\delta_0}{3}.$$

Напряжение короткого замыкания, выраженное в процентах,

$$u_{к} = \sqrt{u_a^2 + u_x^2}. \quad (1.34)$$

Изменение вторичного напряжения при изменении нагрузки от нуля до номинальной, выраженное в процентах,

$$\Delta u = \Delta u_1 + \Delta u_2 = u_a \cos \varphi_2 + u_x \sin \varphi_2. \quad (1.35)$$

При чисто активной нагрузке ($\varphi_2=0$) $\Delta u = u_a$, %. Вычисленные падения напряжения следует сопоставить с теми, которыми задались в (1.14), и уточнить число витков обмоток.

Температура перегрева обмоток относительно окружающей среды, °С, может быть приблизительно определена по следующей формуле:

$$\Delta T \approx (P_{ст} + P_{м.о}) / \alpha_T Q_{охл}, \quad (1.36)$$

где $P_{ст}$ и $P_{м.о}$ — потери в стали и в меди всех обмоток, Вт; α_t — коэффициент теплоотдачи трансформатора; $Q_{охл}$ — общая поверхность охлаждения, м².

Коэффициент теплоотдачи трансформатора не является величиной постоянной и зависит как от мощности трансформатора, так и от частоты тока питающей сети. В расчетах его принимают равным $\alpha_t = 11-13$ Вт/м²·°С.

Общая поверхность охлаждения $Q_{охл} = Q_k + Q_c$ складывается из поверхности охлаждения обмотки Q_k , м², и магнитопровода Q_c , м², которые для броневого трансформатора равны: $Q_k = 2h_{об}[a + \pi(c-4)] \cdot 10^{-6}$; $Q_c = 2[(C+H)b + (C+h)a + hb] \cdot 10^{-6}$. Все размеры указаны на рис. 1.5.

Для стержневого трансформатора $Q_k = 2h_{об}[2a + b + 2\pi(\frac{c}{2} - 2)] \times 10^{-6}$; $Q_c = 2[2Ca + b(C+2a)] \cdot 10^{-6}$.

Определив температуру перегрева и прибавив к ней температуру окружающей среды, получим рабочую температуру проводов обмотки. Эта температура не должна превышать предельно допустимую величину, на которую рассчитана изоляция применяемого провода. Например, для провода ПЭЛ предельно допустимая температура равна 105°С, а для ПЭВ-2 в зависимости от класса изоляции — 120 и 130°С.

Трансформатор, закрепленный на шасси, рассеивает значительно большую мощность, чем в случае, когда он омывается воздухом со всех сторон, так как шасси играет роль теплоотвода, увеличивающего поверхность охлаждения. В местах крепления трансформатора на шасси на пути теплового потока возникает термическое (контактное) сопротивление, которое в значительной степени зависит от состояния соприкасающихся поверхностей и качества монтажа. В крупных радиотехнических трансформаторах с непропитанными обмотками отвод тепла от внутренних слоев обмоток осуществляется медными шинами, вводными во внутренние слои обмоток и закрепляемыми на шасси.

1.3. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Если напряжение одной из обмоток (обычно вторичной) или потенциал этой обмотки относительно корпуса более 1000 В, то такой трансформатор является высоковольтным или высокопотенциальным. В конструктивном отношении высоковольтные и высокопотенциальные трансформаторы отличаются от трансформаторов, рассчитанных на напряжение до 1000 В, увеличенными изоляционными промежутками, которые уменьшают коэффициент заполнения окна магнитопровода медью, увеличивая габариты и массу трансформатора. Кроме того, высоковольтные трансформаторы, используемые в выпрямительных устройствах для питания ускоряющих электродов ламп бегущей волны, резонаторов клистронов, анодов осциллографических трубок и т. д., работают при весьма малых токах вторичной обмотки (несколько микроампер), и поперечное сечение провода выбирается не с точки зрения допустимой токовой нагрузки, а из условий достаточной их механической прочности. Это также приводит к увеличению габаритов и массы трансформатора, в результате чего увеличиваются

потери в стали магнитопровода и в меди обмоток, ток холостого хода и реактивная намагничивающая мощность, потребляемая из сети для возбуждения магнитного поля, падение напряжения в сопротивлениях обмоток и уменьшаются КПД.

Трансформаторы с рабочим напряжением или потенциалом обмотки до 3 кВ конструктивно подобны трансформаторам, рассчитанным на напряжение до 1000 В, и отличаются большими изоляционными промежутками. Поэтому расчет таких трансформаторов ведется так же, как описано выше, но при этом следует несколько уменьшить плотность тока во вторичной обмотке j (на 10—15%) и коэффициент заполнения окна магнитопровода медью κ_m (на 20—40%).

В трансформаторах с рабочим напряжением или потенциалом обмотки более 3 кВ величины j и κ_m должны быть снижены в большей степени. В таких трансформаторах не допускается открытого исполнения обмотки ВН и она должна быть покрыта изоляцией необходимой толщины со всех сторон. Расстояние от наружной поверхности изоляции до магнитопровода в радиальном и осевом направлении должно быть не менее 5 мм. Длина намотки выбирается так, чтобы на один слой обмотки приходилось напряжение 200—250 В, так как при большем напряжении вследствие перехлестывания крайних витков и повреждения изоляции одного из проводов возможно замыкание этих витков. Поэтому при большой высоте окна, когда напряжение, приходящееся на один слой обмотки, более 250 В, обмотку высокого напряжения разделяют по высоте окна на несколько последовательно соединенных катушек, изолированных друг от друга.

1.4. ПОРЯДОК РАСЧЕТА ТРАНСФОРМАТОРА МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Заданными величинами при расчете трансформатора являются следующие: напряжение питающей сети U_1 и вторичных обмоток U_2, U_3, \dots, U_n , мощности S_2, S_3, \dots, S_n , В·А, или токи I_2, I_3, \dots, I_n , А, вторичных обмоток; частота тока питающей сети f , Гц.

Расчет трансформатора ведем в следующем порядке:

1. Определяем суммарную мощность вторичных обмоток $S_{\Sigma} = S_2 + S_3 + \dots$; для трехфазного трансформатора — $S_{\Sigma} = S_2/3$; для автотрансформатора — $S_{\Sigma} = S_2(1 - U_{\text{НН}}/U_{\text{ВН}})$.

2. Выбираем конфигурацию магнитопровода, учитывая рекомендации, приведенные выше, марку стали и толщину пластин или ленты в соответствии с заданной частотой тока питающей сети.

3. По (1.1) определяем величину $Q_c Q_o$, выбрав B, j, κ_m, κ_c в соответствии с мощностью S_{Σ} по соображениям, указанным выше. По (1.3) определяем ориентировочно ширину стержня магнитопровода.

4. Из приложения П1 или [2, 6] выбираем магнитопровод и выписываем из таблицы его размеры.

5. По (1.4) определяем потери в стали.

6. По (1.5)—(1.7) определяем относительные значения активной и реактивной составляющих, а также абсолютное значение тока холостого хода.

7. Определяем токи [см. (1.10) и (1.11)] и поперечное сечение проводов всех обмоток q'_1, q'_2, \dots в соответствии с выбранной плотностью тока (1.12). По табл. П2.1 выбираем стандартные провода, сечения которых близки к вычисленным, и выписываем из таблицы марку провода, поперечное сечение q_1, q_2, \dots , мм², диаметр проводов с изоляцией d_1, d_2, \dots и без нее d'_1, d'_2, \dots , мм, массу одного метра провода g_1, g_2, \dots , г. Вычисляем действительную плотность тока в обмотках и среднее ее значение.

8. По (1.13)—(1.14) определяем числа витков всех обмоток трансформатора.

9. Выбрав изоляцию обмоток в зависимости от их рабочих напряжений и потенциалов, под которыми они находятся, производим конструктивный расчет обмоток. По (1.15)—(1.22) определяем высоту обмотки, число витков в одном слое, число слоев, радиальный размер, свободный промежуток в окне магнитопровода.

10. По (1.23)—(1.27) определяем суммарные потери в проводах обмоток.
11. По (1.28) определяем КПД трансформатора и отношение потери в стали и меди.
12. По (1.29)—(1.31) определяем активное сопротивление каждой обмотки и полное сопротивление всех обмоток, приведенных к первичной.
13. По (1.32)—(1.35) определяем активную и реактивную составляющие, полное напряжение короткого замыкания, изменение напряжения вторичной обмотки при изменении нагрузки.
14. По (1.36) определяем температуру перегрева и рабочую температуру обмоток.

Примеры расчета трансформаторов

Пример 1. Требуется рассчитать трехобмоточный трансформатор со следующими данными: напряжение питающей сети $U_1=220$ В, напряжения вторичных обмоток $U_2=300$ В и $U_3=6,3$ В, мощности вторичных обмоток $S_2=250$ В·А и $S_3=30$ В·А, частота тока питающей сети $f=50$ Гц.

Расчет ведем в следующем порядке:

1. Суммарная мощность вторичных обмоток $S_{\text{тр}}=250+30=280$ В·А.
2. Выбираем броневой пластинчатый магнитопровод из стали Э42 толщиной 0,35 мм.
3. Из графиков рис. 1.7 по величине расчетной мощности $S_{\text{тр}}$ определяем величины η , B , j ($\eta=0,95$; $B=1,25$ Т; $j=1,4$ А/мм²). По табл. 1.6 и 1.7 определяем значения $\kappa_m=0,3$; $\kappa_c=0,92$. По (1.1) определяем

$$Q_c Q_0 = \frac{1 + \eta}{\eta} \frac{S_{\text{тр}} \cdot 10^2}{4,44 f B j \kappa_m \kappa_c} =$$

$$= \frac{1 + 0,95}{0,95} \frac{280 \cdot 10^2}{4,44 \cdot 50 \cdot 1,25 \cdot 1,4 \cdot 0,3 \cdot 0,92} = 520 \text{ см}^4.$$

По (1.3) из условия минимальной массы магнитопровода определяем граничные значения размера a , см:

$$a = \sqrt{Q_c Q_0 / (2,5 \div 5)} = 3,1 - 3,7 \text{ см.}$$

4. Из [2, 6] выбираем магнитопровод Ш34×64, размеры которого: $a=32$ мм, $b=64$ мм, $h=80$ мм, $c=32$ мм, $C=128$ мм, $H=112$ мм. Активная площадь сечения магнитопровода $Q_{c,a}=18,63$ см²; средняя длина магнитной линии $l_c=27,4$ см; величина $Q_c Q_0=522$ см⁴; активный объем магнитопровода $V_{c,a}=510$ см³; масса магнитопровода $G_c=4,04$ кг.

5. Из графиков рис. 1.8 и 1.9 определяем величину удельных потерь σ для стали Э42 толщиной 0,35 мм ($\sigma=2,8$ Вт/кг) и величину удельной намагничивающей мощности q_c ($q_c=30$ вар/кг). Из (1.4) определяем потери в стали:

$$P_{\text{ст}} = \sigma G_c = 2,8 \cdot 4,04 = 11,4 \text{ Вт.}$$

6. Из выражений (1.5)—(1.7) определяем ток холостого хода и его составляющие:

$$i_a = \frac{P_{\text{ст}}}{S_{\text{тр}}} \cdot 100 = \frac{11,4}{280} \cdot 100 = 4,04\%; \quad i_p = \frac{q_c G_c}{S_{\text{тр}}} \cdot 100 = \frac{30 \cdot 4,04}{280} \cdot 100 = 43\%;$$

$$i_0 = \sqrt{i_a^2 + i_p^2} = \sqrt{(4,04)^2 + (43)^2} = 44,6\%.$$

Из (1.8) определяем ток I_1 , полагая $\cos \varphi_1=0,95$:

$$I_1 = S_{\text{тр}} / U_1 \eta \cos \varphi_1 = 280 / 220 \cdot 0,95 \cdot 0,95 = 1,42 \text{ А.}$$

Из (1.9) найдем абсолютное значение тока холостого хода:

$$I_0 = (i_0 / 100) I_1 = (44,6 / 100) 1,42 = 0,63 \text{ А.}$$

7. Токи в обмотках трансформатора: $I_1=1,42$ А, $I_2=S_2/U_2=250/300=0,835$ А, $I_3=S_3/U_3=30/6,3=4,76$ А. Из выражений (1.12) определим поперечные

сечения проводов обмоток: $q_1 = I_1/j = 1,42/1,4 = 1 \text{ мм}^2$; $q_2 = I_2/j = 0,835/1,4 = 0,6 \text{ мм}^2$; $q_3 = I_3/j = 4,76/1,4 = 3,4 \text{ мм}^2$.

По табл. П2.1 для всех обмоток выбираем провод марки ПЭВ-1. Для первичной обмотки стандартный провод: $q_1 = 1,0568 \text{ мм}^2$, $d'_1 = 1,16 \text{ мм}$, $d_1 = 1,24 \text{ мм}$, $g_1 = 9,4 \text{ г}$; для вторичной: $q_2 = 0,5809 \text{ мм}^2$, $d'_2 = 0,86 \text{ мм}$, $d_2 = 0,92 \text{ мм}$, $g_2 = 5,16 \text{ г}$; третью обмотку выполняем параллельным соединением двух ветвей из провода: $q_3 = 1,7672 \text{ мм}^2$, $d'_3 = 1,5 \text{ мм}$, $d_3 = 1,58 \text{ мм}$, $g_3 = 15,7 \text{ г}$.

Действительная плотность тока в обмотках: $j_1 = I_1/q_1 = 1,42/1,0568 = 1,35 \text{ А/мм}^2$, $j_2 = I_2/q_2 = 0,835/0,5809 = 1,435 \text{ А/мм}^2$, $j_3 = I_3/q_3 = 4,76/(2 \cdot 1,7672) = 1,35 \text{ А/мм}^2$; средняя плотность тока $j = \sqrt[3]{j_1 j_2 j_3} = \sqrt[3]{1,35 \cdot 1,435 \cdot 1,35} = 1,375 \text{ А/мм}^2$.

8. Из графиков рис. 1.10 определяем падения напряжения в обмотках: $\Delta u_1 = 1,5\%$, $\Delta u_2 = 2,5\%$, $\Delta u_3 = 1,5\%$. Из выражений (1.13) и (1.14) определим ЭДС обмоток:

$$E_1 = U_1 \left(1 - \frac{\Delta u_1}{100} \right) = 220 \left(1 - \frac{1,5}{100} \right) = 217 \text{ В};$$

$$E_2 = U_2 \left(1 + \frac{\Delta u_2}{100} \right) = 300 \left(1 + \frac{2,5}{100} \right) = 308 \text{ В};$$

$$E_3 = U_3 \left(1 + \frac{\Delta u_3}{100} \right) = 6,3 \left(1 + \frac{1,5}{100} \right) = 6,4 \text{ В}$$

и числа витков обмоток:

$$\omega_1 = \frac{E_1 \cdot 10^4}{4,44 f B Q_{c.a}} = \frac{217 \cdot 10^4}{4,44 \cdot 50 \cdot 1,25 \cdot 18,63} = 410;$$

$$\omega_2 = \frac{E_2 \cdot 10^4}{4,44 f B Q_{c.a}} = \frac{308 \cdot 10^4}{4,44 \cdot 50 \cdot 1,25 \cdot 18,63} = 620;$$

$$\omega_3 = \frac{E_3 \cdot 10^4}{4,44 f B Q_{c.a}} = \frac{6,4 \cdot 10^4}{4,44 \cdot 50 \cdot 1,25 \cdot 18,63} = 13.$$

9. Конструктивный расчет обмоток. Из (1.15) найдем $h_{об} = h - 2\delta_{мк} - (1 \div 2) = 80 - 4 - 2 = 74 \text{ мм}$. Из (1.16) число витков в одном слое каждой обмотки:

$$N_1 = (h_{об} / \kappa_y d_1) - 1 = (74/1,1 \cdot 1,58) - 1 = 53;$$

$$N_2 = (h_{об} / \kappa_y d_2) - 1 = (74/1,1 \cdot 0,92) - 1 = 73;$$

$$N_3 = (h_{об} / \kappa_y d_3) - 1 = (74/1,1 \cdot 1,58) - 1 = 42.$$

Из (1.17) определяем число рядов каждой обмотки: $M_1 = \omega_1/N_1 = 410/53 = 8$; $M_2 = \omega_2/N_2 = 620/73 = 9$; $M_3 = \omega_3/N_3 = 2 \cdot 13/42 = 1$.

Из (1.19) определяем радиальные размеры обмоток:

$$\delta_1 = 1,2 M_1 d_1 = 1,2 \cdot 8 \cdot 1,24 = 12 \text{ мм};$$

$$\delta_2 = 1,2 M_2 d_2 = 1,2 \cdot 9 \cdot 0,92 = 10 \text{ мм};$$

$$\delta_3 = 1,2 M_3 d_3 = 1,2 \cdot 1 \cdot 1,58 = 1,9 \text{ мм}.$$

Радиальный размер всех обмоток из (1.20) $\delta_p = \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + 2\delta_0 = 12 + 10 + 1,9 + 2 \cdot 0,3 = 24,5 \text{ мм}$. Свободный промежуток в окне магнитопровода из (1.21) $\delta_c = c - \delta_3 - \delta_r - \delta_p = 32 - 1 - 1,5 - 24,5 = 5 \text{ мм}$, что допустимо.

10. Определяем суммарные потери в проводах обмоток (1.23) — (1.27):

$$r_1 = \delta_3 + \delta_r + \delta_1 - \frac{\delta_1}{2} = 1 + 1,5 + 12 - 6 = 8,5 \text{ мм};$$

$$l_1 = 2(a + b + \pi r_1) \cdot 10^{-3} = 2(32 + 64 + 3,14 \cdot 8,5) \cdot 10^{-3} = 0,25 \text{ м};$$

$$r_2 = \delta_3 + \delta_{\Gamma} + \delta_0 + \delta_1 + \delta_2 - \frac{\delta_2}{2} = 1 + 1,5 + 0,3 + 12 + \\ + 10 - \frac{10}{2} = 19,8 \text{ мм};$$

$$l_2 = 2(a + b + \pi r_2) \cdot 10^{-3} = 2(32 + 64 + 3,14 \cdot 19,8) \cdot 10^{-3} = 0,32 \text{ м};$$

$$r_3 = \delta_3 + \delta_{\Gamma} + 2\delta_0 + \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 - \frac{\delta_3}{2} = 1 + 1,5 + \\ + 2 \cdot 0,3 + 12 + 10 + 1,9 - 0,95 = 26 \text{ мм};$$

$$l_3 = 2(a + b + \pi r_3) \cdot 10^{-3} = 2(32 + 64 + 3,14 \cdot 26) \cdot 10^{-3} = 0,35 \text{ м}.$$

Из (1.23) определяем G_{M1} , G_{M2} , G_{M3} :

$$G_{M1} = \omega_1 g_1 l_1 \cdot 10^{-3} = 410 \cdot 9,4 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} = 1 \text{ кг};$$

$$G_{M2} = \omega_2 g_2 l_2 \cdot 10^{-3} = 620 \cdot 5,16 \cdot 0,32 \cdot 10^{-3} = 1,04 \text{ кг};$$

$$G_{M3} = \omega_3 g_3 l_3 \cdot 10^{-3} = 2 \cdot 13,15 \cdot 7 \cdot 0,35 \cdot 10^{-3} = 0,145 \text{ кг}.$$

Потери в меди каждой обмотки при температуре провода 105°C из (1.26):
 $P_{M1} = 2,6j^2 G_{M1}$, т. е. $P_{M1} = 2,6 \cdot 1,35^2 \cdot 1 = 4,75 \text{ Вт}$; $P_{M2} = 2,6 \cdot 1,435^2 \cdot 1,04 = 5,6 \text{ Вт}$;
 $P_{M3} = 2,6 \cdot 1,35^2 \cdot 0,145 = 0,69 \text{ Вт}$.

Суммарные потери в меди всех обмоток из (1.27) $P_{M.0} = P_{M1} + P_{M2} + P_{M3} = 4,75 + 5,6 + 0,69 = 11,04 \text{ Вт}$.

11. Из (1.28) определяем КПД трансформатора:

$$\eta = \frac{S_{\text{ТР}} \cos \varphi_1}{S_{\text{ТР}} \cos \varphi_1 + P_{\text{СТ}} + P_{M.0}} = \frac{280 \cdot 1}{280 \cdot 1 + 11,4 + 11,04} = 0,935.$$

Нагрузка, при которой КПД максимален,

$$\beta = \sqrt{P_{\text{СТ}}/P_{M.0}} = \sqrt{11,4/11,04} = 1.$$

12. Из (1.29)–(1.31) определяем сопротивление каждой обмотки и сопротивление короткого замыкания:

$$r_i = \rho_m \frac{l_i \omega_i}{q_i} \text{ и } r_{K i} = r_1 + r_i (\omega_1/\omega_i)^2;$$

$$r_1 = 2,35 \cdot 10^{-2} \frac{0,25 \cdot 410}{1 \cdot 0,568} = 2,4 \text{ Ом};$$

$$r_2 = 2,35 \cdot 10^{-2} \frac{0,32 \cdot 620}{0,5809} = 8 \text{ Ом};$$

$$r_3 = 2,35 \cdot 10^{-2} \frac{0,35 \cdot 13}{2 \cdot 1,7672} = 0,03 \text{ Ом}.$$

Полное активное сопротивление вторичных обмоток, приведенных к первичной:

$$r_{K 1-2} = 2,4 + 8 \left(\frac{410}{620} \right)^2 = 5,9 \text{ Ом};$$

$$r_{K 1-3} = 2,4 + 0,03 \left(\frac{410}{13} \right)^2 = 32,4 \text{ Ом};$$

Активные сопротивления коротких замыканий, приведенных ко вторичным обмоткам:

$$r_{K 2-1} = r_2 + r_1 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 = 8 + 2,4 \left(\frac{620}{410} \right)^2 = 13,5 \text{ Ом};$$

$$r_{кз-1} = r_3 + r_1 \left(\frac{\omega_3}{\omega_1} \right)^2 = 0,03 + 2,4 \left(\frac{13}{410} \right)^2 = 0,054 \text{ Ом.}$$

13. Из (1.32)–(1.35) определяем напряжение короткого замыкания $u_{кз}$, его активную u_a и реактивную u_x составляющие изменения напряжения обмоток Δu :

$$u_a = \frac{I_1 r_{к1-2}}{U_1} 100 = \frac{1,42 \cdot 5,9}{220} 100 = 3,8\%;$$

$$u_x = \frac{180 A W l}{\sqrt{B Q_{с.а}} h_{об} \cdot 10^3} \delta' = \frac{180 \cdot 626 \cdot 0,31 \cdot 8,5}{1,1 \cdot 25 \cdot 18,63 \cdot 74 \cdot 10^3} = 1,7\%;$$

$$A W = \sqrt{\left(\frac{I_1 \omega_1 + I_2 \omega_2 + I_3 \omega_3}{2} \right)^2 + (I_0 \omega_1)^2} =$$

$$= \sqrt{\left(\frac{1,42 \cdot 410 + 0,835 \cdot 620 + 4,76 \cdot 13}{2} \right)^2 + (0,6 \cdot 410)^2} = 626 \text{ А;}$$

$$l = (l_1 + l_2 + l_3)/3 = (0,25 + 0,32 + 0,35)/3 = 0,31 \text{ м;}$$

$$\delta' = \delta_0 + \frac{\delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + 2\delta_0}{3} = 0,3 + \frac{12 + 10 + 1,9 + 2 \cdot 0,3}{3} = 8,5 \text{ мм;}$$

$$u_x = \sqrt{u_a^2 + u_x^2} = \sqrt{3,8^2 + 1,7^2} = 4,2\%.$$

Падение напряжения в обмотках $\Delta u_i = \frac{I_i r_i}{U_i} \cdot 100$:

$$\Delta u_1 = (1,42 \cdot 2,4/220) \cdot 100 = 1,55\%;$$

$$\Delta u_2 = (0,835 \cdot 8/300) \cdot 100 = 2,2\%;$$

$$\Delta u_3 = (4,76 \cdot 0,03/6,3) \cdot 100 = 2,25\%.$$

При активной нагрузке ($\cos \varphi_2=1$ и $\cos \varphi_3=1$) изменения напряжений вторичных обмоток равны активным составляющим напряжений короткого замыкания этих обмоток, т. е. $\Delta u_{i-1} = u_{a1} = (I_i r_{ki}/U_i) \cdot 100$:

$$\Delta u_{2-1} = (0,835 \cdot 13,5/300) \cdot 100 = 3,74\%;$$

$$\Delta u_{3-1} = (4,76 \cdot 0,054/6,3) \cdot 100 = 4,06\%.$$

14. Из (1.36) найдем ΔT :

$$Q_{кз} = 2 h_{об} [a + \pi(c - 4)] \cdot 10^{-6} = 2 \cdot 74 [32 + \pi 28] \cdot 10^{-6} = 1,8 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2;$$

$$Q_c = 2 [(C + H) b + (C + h) a + h b] \cdot 10^{-6} =$$

$$= 2 [(128 + 112) \cdot 64 + (128 + 80) \cdot 32 + 80 \cdot 64] \cdot 10^{-6} =$$

$$= 5,45 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2;$$

$$Q_{охл} = Q_{кз} + Q_c = (1,8 + 5,45) \cdot 10^{-2} = 0,0725 \text{ м}^2;$$

$$\Delta T = \frac{P_{ст} + P_{м.о}}{\alpha_T Q_{охл}} = \frac{11,4 + 11,04}{(11 + 13) \cdot 0,0725} = 28^\circ \text{С.}$$

Рабочая температура обмоток

$$T_p = T_{окр} + \Delta T = T_{окр} + 28^\circ \text{С,}$$

где $T_{окр}$ — температура окружающей среды.

Пример 2. Рассчитать трансформатор для выпрямителя. Данные трансформатора: напряжение обмоток $U_1=115$ В, $U_2=45$ В (напряжение вторичной об-

мотки определено при холостом ходе выпрямителя); ток нагрузки $I_2=1,5$ А; частота тока питающей сети $f=400$ Гц.

Расчет ведем в следующем порядке:

1. Расчетная мощность $S_{\text{ТР}}=45 \cdot 1,5=67,5$ В·А.

2. Выбираем броневой ленточный магнитопровод из стали Э330 толщиной 0,15 мм.

3. Из графиков рис. 1.7 выбираем величины $\eta=0,93$; $B=1,4$ Т; $j=4,4$ А/мм². По табл. 1.6 и 1.7 определяем $k_M=0,27$; $k_c=0,9$.

Из выражения (1.1) определяем

$$Q_c Q_o = \frac{1 + \eta}{\eta} \frac{S_{\text{ТР}} \cdot 10^2}{4,44 f B j k_M k_c} =$$

$$= \frac{(1 + 0,93) \cdot 67,5 \cdot 10^2}{0,93 \cdot 4,44 \cdot 400 \cdot 1,4 \cdot 4,4 \cdot 0,27 \cdot 0,9} = 5,3 \text{ см}^4.$$

Из (1.3) определяем граничные значения a , см:

$$a = \sqrt{\frac{Q_c Q_o}{(5 \div 2,5)}} = (1,02 \div 1,2) \text{ см.}$$

4. По табл. П1.1 выбираем магнитопровод ШЛ 12×16, размеры которого $a=12$ мм, $h=30$ мм, $c=12$ мм, $b=16$ мм, $H=42$ мм, $C=48$ мм. Активная площадь сечения магнитопровода $Q_{c.a}=1,8$ см², средняя длина магнитной линии $l_{\text{ст}}=10,2$ см, величина $Q_c Q_o=6,9$ см⁴, активный объем $V_{c.a}=17,1$ см³, масса магнитопровода $G_{\text{ст}}=130$ г.

5. Из графиков рис. 1.8 и 1.9 для стали Э330 толщиной 0,15 мм определяем удельные потери $\sigma=27$ Вт/кг и удельную намагничивающую мощность $q_c=145$ вар/кг. Из (1.4) определяем потери в стали:

$$P_{\text{ст}} = \sigma G_{\text{ст}} = 27 \cdot 0,13 = 3,5 \text{ Вт.}$$

6. Из выражений (1.5)–(1.7) определяем ток холостого хода и его составляющие:

$$i_a = \frac{P_{\text{ст}}}{S_{\text{ТР}}} \cdot 100 = \frac{3,5}{67,5} \cdot 100 = 5,2\%;$$

$$i_p = \frac{q_c G_{\text{ст}}}{S_{\text{ТР}}} \cdot 100 = \frac{145 \cdot 0,13}{67,5} \cdot 100 = 27,8\%;$$

$$i_0 = \sqrt{i_a^2 + i_p^2} = \sqrt{5,2^2 + 27,8^2} = 28,3\%.$$

Из (1.8) определяем ток первичной обмотки, полагая $\cos \varphi_1=0,9$:

$$I_1 = S_{\text{ТР}} / U_1 \eta \cos \varphi_1 = 67,5 / 115 \cdot 0,93 \cdot 0,9 = 0,645 \text{ А.}$$

Из (1.9) определяем абсолютное значение тока холостого хода:

$$I_0 = (i_0 / 100) I_1 = (28,3 / 100) \cdot 0,645 = 0,184 \text{ А.}$$

7. Из (1.12) определяем поперечные сечения проводов обмоток: $q'_1 = I_1 / j = 0,645 / 4,4 = 0,146$ мм²; $q'_2 = I_2 / j = 1,5 / 4,4 = 0,342$ мм².

Из П2.1 выбираем провод марки ПЭВ-1: $q_1=0,152$ мм², $d'_1=0,44$ мм, $d_1=0,49$ мм, $g_1=1,35$ г, $q_2=0,352$ мм², $d'_2=0,67$ мм, $d_2=0,72$ мм, $g_2=3,13$ г.

Действительная плотность тока в обмотках: $j_1 = I_1 / q_1 = 0,645 / 0,152 = 4,25$ А/мм²; $j_2 = I_2 / q_2 = 1,5 / 0,352 = 4,27$ А/мм². Средняя плотность тока в обмотках

$$j = \sqrt{j_1 j_2} = \sqrt{4,25 \cdot 4,27} = 4,26 \text{ А/мм}^2.$$

8. Из (1.13) определяем числа витков обмоток. Так как заданы напряжения обмоток при холостом ходе выпрямителя, то ЭДС обмоток равны напряжениям, т. е. $E_2 = U_2$ и $E_1 = U_1$:

$$w_1 = U_1 \cdot 10^4 / 4,44 f B Q_{c.a} = 115 \cdot 10^4 / 4,44 \cdot 400 \cdot 1,4 \cdot 1,68 = 274;$$

$$\omega_2 = U_2 \cdot 10^4 / 4,44 f B Q_{c.a} = 45 \cdot 10^4 / 4,44 \cdot 400 \cdot 1,4 \cdot 1,68 = 108.$$

9. Конструктивный расчет обмоток. Из (1.15) $h_{06} = h - 2\delta_{ш} - 2\delta_3 = 30 - 3 - 2 = 25$ мм. Из (1.16) число витков в одном слое:

$$N_1 = (h_{06} / \kappa_y d_1) - 1 = 25 / (1,0,49) - 1 = 46;$$

$$N_2 = (h_{06} / \kappa_y d_2) - 1 = 25 / (1,1,0,72) - 1 = 30.$$

Из (1.17) определяем число рядов обмоток:

$$M_1 = \omega_1 / N_1 = 276 / 46 = 6, \quad M_2 = \omega_2 / N_2 = 25 / 1,1,0,72 = 4.$$

Из (1.19) определяем радиальные размеры обмоток:

$$\delta_1 = 1,2 M_1 d_1 = 1,2 \cdot 6 \cdot 0,49 = 3,52 \text{ мм};$$

$$\delta_2 = 1,2 M_2 d_2 = 1,2 \cdot 4 \cdot 0,72 = 3,45 \text{ мм}.$$

Радиальный размер двух обмоток из (1.20):

$$\delta_p = \delta_1 + \delta_2 + \delta_0 = 3,52 + 3,45 + 0,3 = 7,3 \text{ мм}.$$

Из (1.21) свободный промежуток в окне магнитопровода

$$\delta_c = c - \delta_3 - \delta_r - \delta_p = 12 - 1 - 1,5 - 7,3 = 2,2 \text{ мм}.$$

10. Из (1.23)–(1.27) определяем потери в проводах обмоток:

$$r_1 = \delta_3 + \delta_r + \frac{\delta_1}{2} = 1 + 1,5 + 1,76 = 4,26 \text{ мм};$$

$$l_1 = 2(a + b + \pi r) \cdot 10^{-3} = 2(12 + 16 + 3,14 \cdot 4,26) \cdot 10^{-3} = 0,083 \text{ м};$$

$$G_{M1} = \omega_1 g_1 l_1 \cdot 10^{-3} = 274 \cdot 1,35 \cdot 0,083 \cdot 10^{-3} = 0,0305 \text{ кг};$$

$$r_2 = \delta_3 + \delta_r + \delta_1 + \delta_0 + \frac{\delta_2}{2} = 1 + 1,5 + 3,52 + 0,3 + 1,73 = 8 \text{ мм};$$

$$l_2 = 2(a + b + \pi r_2) \cdot 10^{-3} = 2(12 + 16 + 3,14) \cdot 10^{-3} = 0,107 \text{ м};$$

$$G_{M2} = \omega_2 g_2 l_2 \cdot 10^{-3} = 108 \cdot 3,13 \cdot 0,107 \cdot 10^{-3} = 0,035 \text{ кг};$$

$$P_{M1} = 2,6 j_1^2 G_{M1} = 2,6 \cdot 4,25^2 \cdot 0,0305 = 1,5 \text{ Вт};$$

$$P_{M2} = 2,6 j_2^2 G_{M2} = 2,6 \cdot 4,27^2 \cdot 0,0305 = 1,8 \text{ Вт};$$

$$P_{M.o} = P_{M1} + P_{M2} = 1,5 + 1,8 = 3,3 \text{ Вт}.$$

11. Из (1.28) определяем КПД трансформатора:

$$\eta = \frac{S_{TP} \cos \varphi_1}{S_{TP} \cos \varphi_1 + P_{ст} + P_{M.o}} = \frac{67,5}{67,5 + 3,5 + 3,3} = 0,91.$$

Нагрузка, при которой КПД максимален:

$$\beta = \sqrt{\frac{P_{ст}}{P_{M.o}}} = \sqrt{\frac{3,5}{3,3}} = 1,02.$$

12. Из (1.29)–(1.31) определяем r_1 , r_2 и r_k :

$$r_1 = \rho \frac{l_1 \omega_1}{q_1} = 2,35 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{0,083 \cdot 274}{0,152} = 3,55 \text{ Ом};$$

$$r_2 = \rho \frac{l_2 \omega_2}{q_2} = 2,35 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{0,107 \cdot 108}{0,352} = 0,77 \text{ Ом};$$

$$r_{k1-2} = r_1 + r_2 (\omega_1 / \omega_2)^2 = 3,55 + 0,77 (274 / 108)^2 = 8,5 \text{ Ом}.$$

13. Из (1.32)—(1.35) определяем величины u_a , u_x , u_k , Δu :

$$u_a = (I_1 r_{к1-2}/U_1) \cdot 100 = (0,645 \cdot 8,5/115) \cdot 100 = 4,75\%;$$

$$l = (l_1 + l_2)/2 = (0,083 + 0,107)/2 = 0,095 \text{ м};$$

$$AW = \sqrt{\left(\frac{I_1 \omega_1 + I \omega_2}{2}\right)^2 + (I_0 \omega_1)^2} =$$

$$= \sqrt{\left(\frac{0,645 \cdot 274 + 1,5 \cdot 108}{2}\right)^2 + (0,184 \cdot 274)^2} = 173 \text{ А};$$

$$\delta' = \delta_0 + \frac{\delta_1 + \delta_2}{3} = 0,3 + \frac{3,52 + 3,45}{3} = 2,62 \text{ мм};$$

$$u_x = \frac{180 AW l \delta'}{\nu B Q_{c,a} h_{об} \cdot 10^2} = \frac{180 \cdot 173 \cdot 0,095 \cdot 2,62}{1 \cdot 1,4 \cdot 1,68 \cdot 25 \cdot 10^2} = 1,4\%;$$

$$u_k = \sqrt{u_a^2 + u_x^2} = \sqrt{4,75^2 + 1,4^2} = 4,95\%.$$

При активной нагрузке $\cos \varphi_2 = 1$ и $\Delta u = u_2 = 4,75\%$.

14. Из (1.36) определяем температуру перегрева:

$$Q_k = 2 h_{об} [a + \pi (c-4)] \cdot 10^{-6} = 2 \cdot 25 [12 + \pi (12-4)] \cdot 10^{-6} = 1,85 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2;$$

$$Q_c = 2 [(C+H)b + (C+h)a + hb] \cdot 10^{-6} =$$

$$= 2 [(48+42) \cdot 16 + (48+30) \cdot 12 + 30 \cdot 16] \cdot 10^{-6} = 5,112 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2;$$

$$Q_{охл} = Q_k + Q_c = (1,85 + 5,112) \cdot 10^{-3} = 0,696 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2;$$

$$\Delta T = \frac{P_{ст} + P_m}{\alpha_T Q_{охл}} = \frac{3,5 + 3,3}{13 \cdot 0,7 \cdot 10^{-2}} = 74^\circ \text{С}.$$

ГЛАВА ВТОРАЯ



Выпрямители

2.1.

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Выпрямительное устройство предназначено для преобразования переменного тока в постоянный. В общем случае выпрямительное устройство можно рассматривать состоящим из трех основных узлов (рис. 2.1) — трансформатора 1, вентильного комплекта 2 и

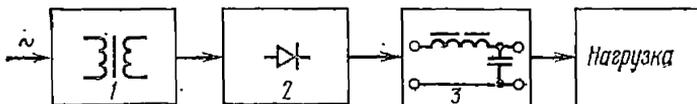


Рис. 2.1. Структурная схема выпрямителя

сглаживающего фильтра 3. Трансформатор в схеме выпрямления необходим для получения заданного напряжения на выходе выпрямителя и гальванической развязки, которая устраняет непосредственную связь цепи выпрямленного тока с питающей сетью, что необходимо в случае заземленной нагрузки. Вентильный комплект необходим для выпрямления переменного напряжения. Он состоит из одного или нескольких вентилях, соединенных по определенной схеме. Сглаживающий фильтр предназначен для ослабления пульсаций, т. е. для уменьшения переменной составляющей в кривой выпрямленного напряжения. Сглаживающий фильтр наиболее часто состоит из индуктивностей и емкостей, соединяемых по определенной схеме.

Режим работы выпрямителя в значительной степени зависит от характера нагрузки. Различают следующие режимы работы выпрямителя: на активную нагрузку; на емкость; на противоЭДС, на индуктивную нагрузку; на смешанную нагрузку.

Случай идеальной активной нагрузки выпрямителя относительно редок и находит применение лишь для питания цепей, не требующих ограничения переменной составляющей выпрямленного напряжения.

Емкостная нагрузка является характерной для выпрямителей малой мощности. Конденсатор устанавливается на выходе выпрямителя параллельно нагрузке для уменьшения переменной составляющей выпрямленного напряжения. Реакция нагрузки на выпрямитель будет определяться емкостью конденсатора, сопротивление которого для переменной составляющей много меньше сопротивления нагрузки.

Режим работы выпрямителя на противоЭДС является характерным при заряде аккумуляторных батарей или при питании двигателей постоянного тока.

Если фильтр выпрямителя начинается с достаточно большой индуктивности, то принято считать, что нагрузка выпрямителя индуктивная. На индуктивную нагрузку в основном работают выпрямители средней и большой мощностей. Работой выпрямителя на смешанную нагрузку называют такой режим, когда нагрузка состоит из индуктивности, емкости и активного сопротивления.

В независимости от режима работы выпрямителя характеризуются: выходными параметрами, параметрами, определяющими режим работы вентиля, и параметрами, определяющими режим работы трансформатора.

К выходным параметрам выпрямителя относятся: номинальное среднее значение выпрямленного напряжения U_0 ; номинальное среднее значение выпрямленного тока I_0 ; коэффициент пульсации выпрямленного напряжения $K_{пк}$; частота основной гармоники выпрямленного напряжения $f_{п}$; внутреннее сопротивление выпрямителя r_0 .

Коэффициентом пульсации называется отношение амплитуды k -й гармоники выпрямленного напряжения U_{0mk} к среднему значению выпрямленного напряжения U_0 . Коэффициент пульсации мо-

жет измеряться в процентах по отношению к напряжению U_0 . Обычно в выпрямителях K_{π} определяется по первой гармонике выпрямленного напряжения, так как она имеет наибольшую амплитуду и наименьшую частоту. При питании аппаратуры связи пульсация измеряется в псофометрических и среднеквадратичных величинах.

Номинальное значение выходного напряжения выпрямителя и его внутреннее сопротивление можно определить из внешней характеристики $U=f(I_0)$.

Вентили в схемах выпрямления характеризуются следующими параметрами: средним выпрямленным током $I_{\text{пр.ср}}$; действующим значением тока $I_{\text{пр}}$; амплитудой тока $I_{\text{прт}}$; амплитудой обратного напряжения $U_{\text{обр}}$; средней мощностью, рассеиваемой за период $P_{\text{ср.д}}$. По этим параметрам в схемах выпрямления производится выбор вентиля. Величины параметров не должны превышать предельно допустимых значений параметров, указанных в технических условиях для выбранных типов вентиля.

Для трансформаторов, работающих в схемах выпрямления, определяются следующие параметры: действующие значения напряжения U_2 и тока I_2 вторичной обмотки; действующие значения напряжения U_1 и тока I_1 первичной обмотки; полная мощность вторичной обмотки S_2 ; полная мощность первичной обмотки S_1 ; полная или габаритная мощность трансформатора $S_{\text{тр}}=(S_2+S_1)/2$; коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора $K_2=P_0/S_2$, где P_0 — выходная мощность выпрямителя; коэффициент использования первичной обмотки трансформатора $K_1=P_0/S_1$; коэффициент использования трансформатора $K_{\text{тр}}=P_0/S_{\text{тр}}$.

Величины параметров вентиля и трансформатора зависят как от схемы выпрямления, так и от режима работы выпрямителя.

2.2.

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ВЕНТИЛЕЙ

Электрические вентили могут быть подразделены на электронные (кенотроны, полупроводниковые) и ионные, на неуправляемые и управляемые.

В настоящее время в маломощных неуправляемых выпрямителях наиболее широкое распространение получили полупроводниковые вентили — германиевые и кремниевые. Из них наиболее перспективными являются кремниевые вентили, область применения которых непрерывно расширяется. На рис. 2.2 приведена вольт-амперная характеристика полупроводникового вентиля.

С точки зрения применения полупроводниковых неуправляемых вентилях в выпрямителях важны следующие эксплуатационные параметры: а) максимальное среднее значение тока через вентиль в прямом направлении $I_{\text{пр.ср.макс}}$. Согласно действующим техническим условиям на отечественные полупроводниковые вентили допустимое для них среднее значение тока определяется по

вольт-амперным характеристикам, снятым в схеме однополупроводного выпрямления при чисто активной нагрузке; б) максимальное обратное напряжение (амплитудное значение) $U_{обр. макс}$, которое вентиль может выдержать длительно; в) постоянное прямое падение напряжения на вентиле $U_{пр. ср}$. Эта величина определяется по вольт-амперным характеристикам, снятым в схеме однополупериодного выпрямления при чисто активной нагрузке. При расчете выпрямителя необходимо учитывать, что величина получена по этой характеристике и составляет 0,5—0,6 от падения напряжения по статической характеристике при одинаковых токах; г) дифференциальное сопротивление вентиль $r_{диф}$; д) средний обратный ток $I_{обр. ср}$ — величина тока, проходящего через вентиль в обратном направлении при приложении к нему обратного напряжения.

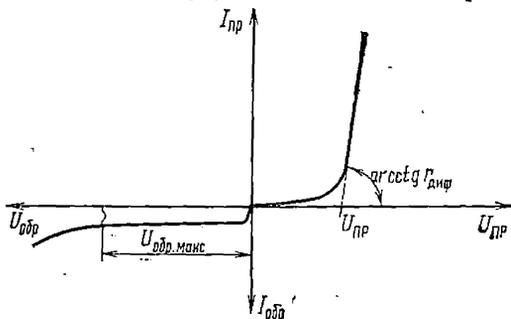


Рис. 2.2. Вольт-амперная характеристика неуправляемого полупроводникового вентиль

Сравнивая германиевые и кремниевые вентили, необходимо отметить следующее различие в их параметрах: обратный ток кремниевых вентилей на один-два порядка меньше, чем у германиевых; допустимое обратное напряжение у кремниевых вентилей выше, чем у германиевых; интервал допустимых рабочих температур у кремниевых вентилей составляет $-60 \div +125^\circ\text{C}$, а у германиевых $-60 \div +70^\circ\text{C}$; прямое падение напряжения кремниевых вентилей в 2—3 раза больше, чем у германиевых; предельная рабочая частота у кремниевых вентилей выше. Германиевые вентили находят применение в основном в низковольтных выпрямительных устройствах. В мощных выпрямительных установках, особенно при повышенной окружающей температуре, широко применяются кремниевые вентили. Кремниевые неуправляемые вентили выпускаются на токи до 1000 А, а их допустимое обратное напряжение может достигать 1000 В.

В настоящее время нашли широкое применение так называемые «лавинные» кремниевые вентили (типов ВКДЛ — кремниевые, диффузионные, лавинные и ВКДЛВ — с водяным охлаждением). Данные вентили способны выдерживать кратковременные обратные перенапряжения, благодаря чему отпадает необходимость в защите этих вентилей от пробоя. В маломощных выпрямителях находят применение микросхемы, представляющие собой наборы диодов или диоды матрицы.

В схемах регулируемых выпрямителей широкое распространение получили так называемые кремниевые управляемые вентили — тиристоры. Тиристор — управляемый полупроводниковый прибор, выполненный на базе четырехслойной $p-n-p-n$ -структуры. Харак-

теристика тиристора близки к характеристикам идеального ключа. Тиристор может находиться в двух состояниях: закрытом и открытом. В закрытом состоянии сопротивление тиристора велико (сотни килоом), в открытом — незначительно (десятые, сотые доли ома).

На рис. 2.3 представлено семейство вольт-амперных характеристик тиристора при различных значениях тока управления. Из характеристик видно, что при увеличении тока управления уменьшается пробивное напряжение тиристора, а при достаточно большом токе управления характеристика тиристора подобна характеристике неуправляемого вентиля.

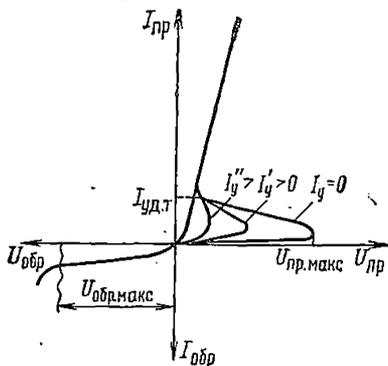


Рис. 2.3. Вольт-амперная характеристика тиристора

Тиристоры выпускаются на токи до нескольких сотен ампер и на допустимые обратные напряжения до 1000 В. Тиристоры, в отличие от обычных вентилях, характеризуются рядом дополнительных параметров. К таким параметрам относятся: максимальное прямое напряжение $U_{пр.макс}$; время включения $t_{вкл}$ и время выключения $t_{выкл}$; ток удержа-

ния тиристора при отсутствии управляющего сигнала $I_{уд.т}$ и амплитуда тока управления I_y .

При больших токах нагрузки иногда приходится применять параллельное включение вентилях, так как допустимые средние значения тока вентиля оказываются недостаточными.

При параллельном включении вентилях из-за несовпадения их вольт-амперных характеристик токи в них распределяются неравномерно (рис. 2.4, кривые 1, 2).

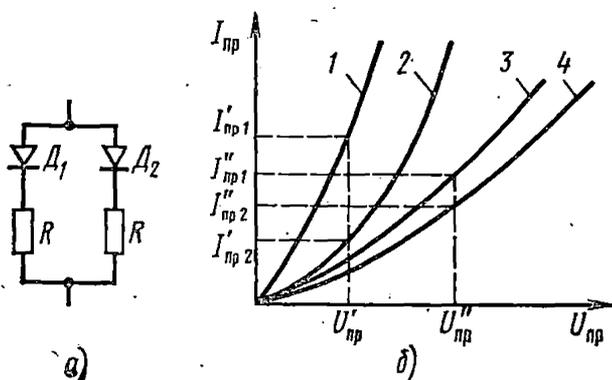


Рис. 2.4. К пояснению работы вентилях: а — схема параллельного включения; б — вольт-амперные характеристики

Для выравнивания токов при параллельном включении вентилях в маломощных выпрямителях последовательно с ними включают одинаковые по величине активные сопротивления (см. рис.

2.4). Включение сопротивлений позволяет уменьшить разность токов в параллельно включенных вентилях (см. рис. 2.4, кривые 3, 4). При параллельном включении вентилях в мощных выпрямителях такой способ оказывается неприемлем из-за больших потерь в активных сопротивлениях. В этом случае применяют специальные токовыравнивающие реакторы (рис. 2.5).

Токовыравнивающие реакторы в простейшем случае имеют две обмотки и общий магнитопровод. Под действием токов вентилях, протекающих по обмоткам ω_1 , ω_2 , в обмотках наводятся ЭДС, имеющие такой знак, что ток в одном из вентилях уменьшается, а в другом увеличивается. В результате уменьшается разность токов в вентилях, включенных параллельно.

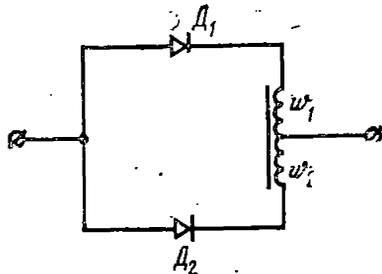


Рис. 2.5. Схема параллельного включения вентилях

При больших обратных напряжениях, действующих в схемах выпрямления, применяют последовательное включение вентилях. Из-за несовпадения обратных ветвей вольт-амперных характеристик обратные напряжения на вентилях распределяются неравномерно.

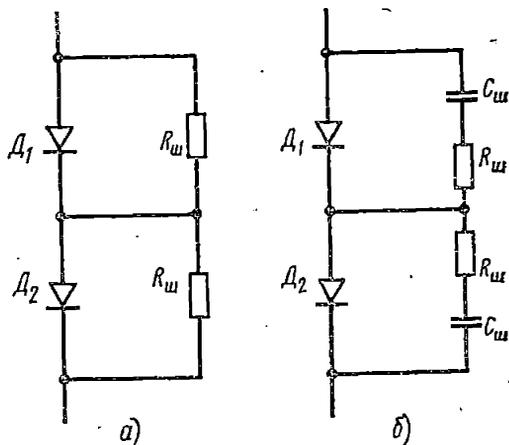


Рис. 2.6. Схемы последовательного включения вентилях: а — с активным делителем; б — с емкостным делителем

Для выравнивания напряжений в маломощных выпрямителях последовательно включенные вентиля шунтируются активными сопротивлениями (рис. 2.6а), величина которых в несколько раз меньше обратного сопротивления вентиля. В выпрямителях большой мощности этот способ выравнивания обратных напряжений непригоден из-за больших потерь в активных сопротивлениях. Поэтому при большой мощности выпрямительного устройства применяются реактивные делители напряжения рис. 2.6б.

2.3. СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

На рис. 2.7 и 2.8 приведены наиболее распространенные схемы выпрямителей.

Однополупериодная схема выпрямления (рис. 2.7а) применяется в основном при работе на нагрузку с емкостной реакцией и в редких случаях при активной нагрузке. Схема применяется с ке-

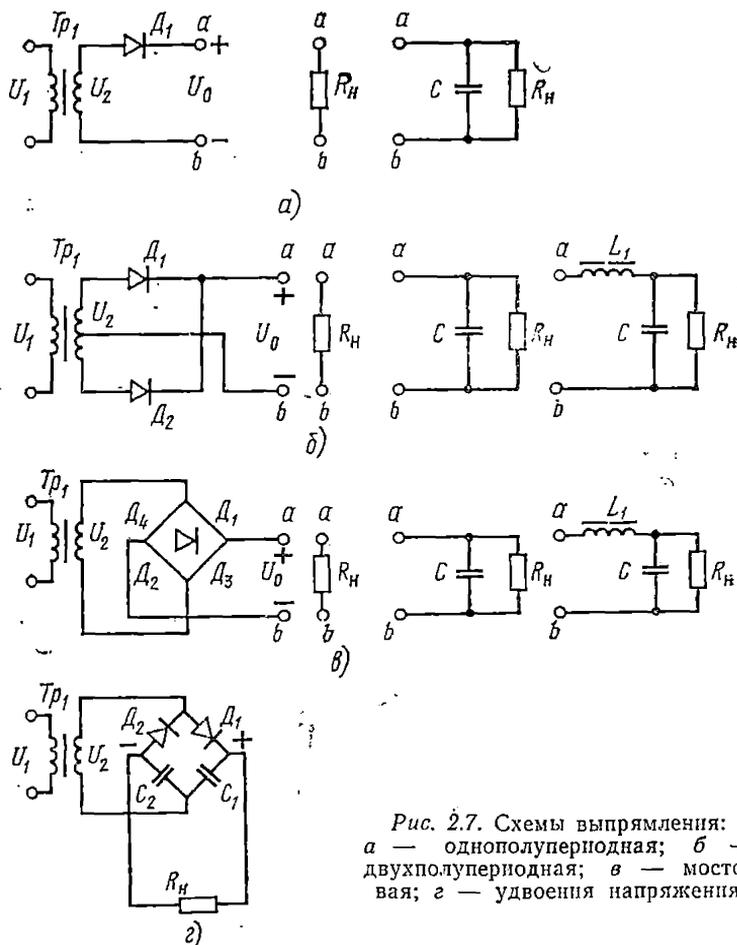


Рис. 2.7. Схемы выпрямления:
а — однополупериодная; б —
двухполупериодная; в — мосто-
вая; г — удвоения напряжения

лотронными вентилями на мощности до 10—15 Вт, а с полупроводниковыми вентилями на мощности до 2—10 Вт. Преимуществом схемы являются: простота, минимальное число элементов; невысокая стоимость; возможность работы без трансформатора. К недостаткам схемы следует отнести низкую частоту пульсации; высокое обратное напряжение на вентиле; плохое использование

трансформатора; подмагничивание сердечника трансформатора постоянным током.

Двухфазная схема выпрямления (рис. 2.7б) применяется в основном при нагрузке с емкостной и индуктивной реакцией. Чаще всего эту схему применяют при нагрузке с емкостной реакцией с кенотронными вентилями. Схема применяется на выходные мощности менее 1 кВт. Основные преимущества схемы следую-

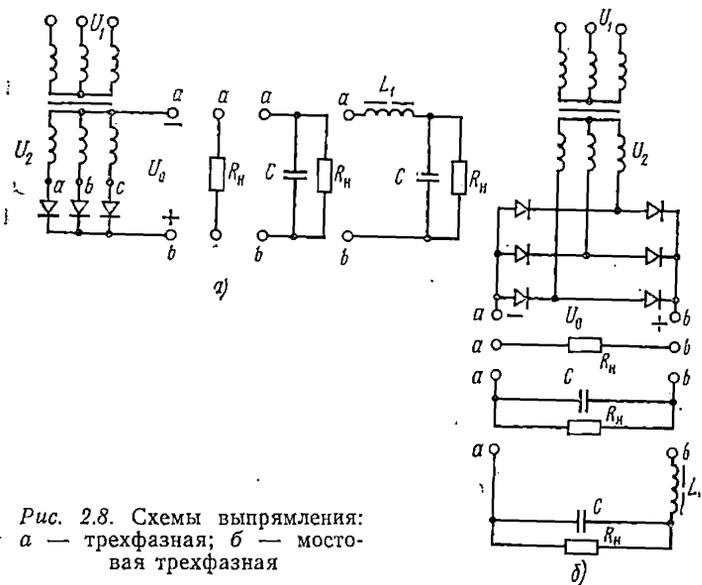


Рис. 2.8. Схемы выпрямления:
 а — трехфазная; б — мостовая трехфазная

щие: повышенная частота пульсации; минимальное число вентилялей; возможность использования вентилялей с общим анодом (для полупроводниковых — возможность применения общего радиатора без изоляции вентилялей); простой сглаживающий фильтр. Недостатками схемы являются: усложненная конструкция трансформатора; худшее использование трансформатора по сравнению с мостовой схемой и схемой удвоения напряжения; высокое обратное напряжение.

Однофазная мостовая схема выпрямления (рис. 2.7в) из всех двухполупериодных схем выпрямления обладает наилучшими технико-экономическими показателями. Применяется в основном при нагрузке с емкостной и индуктивной реакцией, реже используется при работе на активную нагрузку. В этой схеме в основном применяются полупроводниковые вентили. Схема так же, как и двухфазная, применяется на выходные мощности менее 1 кВт. Преимущества схемы: повышенная частота пульсации; низкая величина обратного напряжения; хорошее использование трансформатора; возможность работы без трансформатора. К недостаткам схемы следует отнести: необходимость в четырех вентилялях; повышенное падение напряжения в вентиляльном комплекте, невозможность

установки однотипных полупроводниковых вентилях на одном радиаторе без изолирующих прокладок.

Схема с удвоением напряжения рис. 2.7г (схема Латура) применяется в высоковольтных выпрямителях. В схеме могут использоваться как полупроводниковые, так и кенотронные вентиля. Схема обладает следующими преимуществами: повышенная частота пульсации; низкое обратное напряжение по сравнению с двухфазной схемой; хорошее использование трансформатора; возможность работы без трансформатора. Недостатки схемы заключаются в следующем: невозможность установки однотипных полупроводниковых вентилях на одном радиаторе без изоляции; возможность появления пульсации с частотой сети.

Трехфазная схема выпрямления (рис. 2.8а) обеспечивает симметричную нагрузку на трехфазную сеть и для небольших мощностей применяется при нагрузке с емкостной реакцией. При средних мощностях схема используется на нагрузку с индуктивной реакцией. Применяется в выпрямителях средней мощности. По сравнению с двухполупериодными схемами выпрямления имеет меньшую величину и большую частоту пульсации. Из-за малого падения напряжения на вентилях часто применяется при очень низких выпрямленных напряжениях. К недостаткам схемы относятся: большая величина обратного напряжения; плохое использование трансформатора; подмагничивание сердечника трансформатора постоянным током.

Трехфазная мостовая схема выпрямления рис. 2.8б (схема Ларионова) по сравнению с трехфазной имеет следующие преимущества: обратное напряжение на вентиле в 2 раза меньше; лучшее использование трансформатора; отсутствие подмагничивания сердечника; меньшая величина пульсации; большая частота пульсации. Недостатком мостовой схемы по сравнению с трехфазной являются: большее количество вентилях; повышенное падение напряжения в вентильном комплекте. При средних и больших мощностях схема используется при работе на нагрузку с индуктивной реакцией. При малых мощностях эта схема иногда работает на нагрузку с емкостной реакцией. Схема применяется также и для питания чисто активной нагрузки.

2.4.

РАБОТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА АКТИВНУЮ НАГРУЗКУ

Режим работы выпрямителя в сильной степени зависит от характера нагрузки, так как цепи переменного и постоянного токов электрически связаны.

Случай чисто активной нагрузки выпрямителя встречается относительно редко и находит применение лишь для питания цепей, не требующих ограничения переменной составляющей в кривой выпрямленного напряжения (цепи сигнализации, контроля, защиты и т. д.).

Схема многофазного выпрямителя, нагруженного на активное сопротивление, изображена на рис. 2.9. Такой выпрямитель состоит из трансформатора, имеющего m -фазную вторичную обмотку (на схеме показан частный случай трехфазной обмотки), соединенную в звезду. Свободные зажимы вторичных обмоток подключены к анодам вентилях. Катоды всех вентилей соединены в

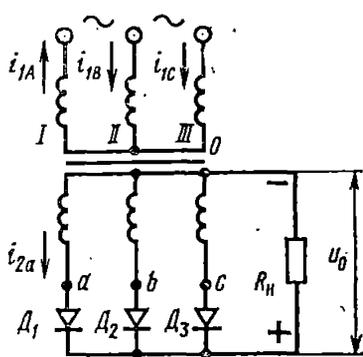


Рис. 2.9. Трехфазная схема выпрямителя при работе на активную нагрузку

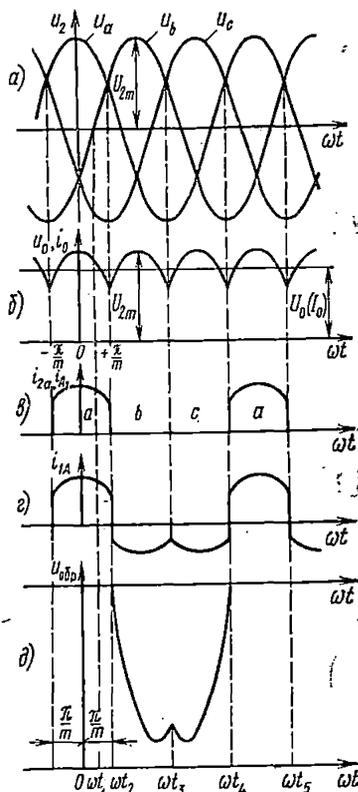


Рис. 2.10. Графики напряжений и токов в трехфазной схеме выпрямления:
 а — фазные напряжения вторичных обмоток; б — выпрямленные напряжения и ток; в — ток в фазе вторичной обмотки; г — токи в фазе первичной обмотки; д — обратное напряжение на вентиле

общую точку, образующую положительный полюс на выходе выпрямителя. Отрицательным полюсом является нулевая точка вторичных обмоток трансформатора.

Для упрощения будем считать вентили и трансформатор идеальными, т. е. сопротивление вентилей в прямом направлении равно нулю, а в обратном — бесконечно велико и трансформатор не имеет ни активных, ни реактивных сопротивлений. При включении первичных обмоток в сеть переменного тока в фазах вторичных обмоток индуцируются ЭДС: u_a, u_b, u_c , сдвинутые по фазе на $2\pi/m$ (в трехфазной схеме на $2\pi/3$), что изображено на рис. 2.10а.

Выбрав произвольно момент времени ωt_1 , видим, что ЭДС фазы a схемы рис. 2.9 наиболее положительна и анод вентиля D_1 имеет наиболее высокий потенциал. Следовательно, вентиль D_1

открыт и под действием ЭДС u_a будет протекать ток от точки a фазы вторичной обмотки, через вентиль D_1 , сопротивление нагрузки R_H к нулевой точке вторичных обмоток трансформатора. Напряжение на нагрузке равно мгновенному значению ЭДС u_a , так как падение напряжения в идеальном выпрямителе (в трансформаторе и вентиле) равно нулю. В момент времени t_1 , в фазе b напряжение также положительно, но меньше, чем u_a . Поэтому потенциал анода вентиля D_2 ниже, чем потенциал его катода, и, следовательно, вентиль D_2 будет закрыт.

Таким образом, в течение части периода $2\pi/m$ ЭДС в фазе a имеет наиболее положительное значение, и вентиль D_1 остается открытым. Начиная с момента ωt_2 наиболее положительное значение приобретает ЭДС фазы b u_b , вследствие чего открывается вентиль D_2 и вступает в работу фаза b . Начиная с момента t_3 вступает в работу фаза c и т. д.

Напряжение на выходе выпрямителя u_0 в любой момент равно мгновенному значению ЭДС фазы вторичной обмотки, в которой вентиль открыт и, следовательно, выпрямленное напряжение u_0 представится кривой огибающей зависимости ЭДС вторичных обмоток (рис. 2.10б). Так как ток в нагрузке равен отношению выпрямленного напряжения к сопротивлению нагрузки, т. е. $i_0 = U_0/R_H$, то в ином масштабе кривая u_0 представляет собой кривую тока i_0 .

Таким образом, в идеальном выпрямителе, нагруженном на активное сопротивление, каждая фаза вторичной обмотки трансформатора работает один раз за период в течение части периода $2\pi/m$, причем ток в работающей фазе равен току нагрузки. Поэтому ток в фазе a вторичной обмотки (рис. 2.10в) имеет форму прямоугольника с основанием $2\pi/m$ и ограниченного сверху отрезком синусоиды. Токи в фазах b и c изобразятся подобными кривыми, сдвинутыми по фазе относительно кривой тока фазы a на $2\pi/m$ и $4\pi/m$ соответственно.

Выбрав начало отсчета времени в момент, соответствующий амплитуде напряжения в фазе вторичной обмотки U_{2m} , в интервале $\omega t = \pm\pi/m$ выпрямленное напряжение $u_0 = U_{2m} \cos \omega t$.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_0 = \frac{m}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} u_0 d\omega t = \frac{m}{\pi} \int_0^{\pi/m} U_{2m} \cos \omega t d\omega t = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} U_{2m}. \quad (2.1)$$

Из (2.1) получим выражение, связывающее действующее значение напряжения фазы вторичной обмотки U_2 со средним значением выпрямленного напряжения U_0 :

$$U_2 = U_0 \frac{\pi}{m \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m}},$$

где m — число фаз вторичной обмотки.

Выражение действительно для $m \geq 2$.

Кривая выпрямленного напряжения, помимо постоянной составляющей, содержит также переменную составляющую. Так как

период изменения кривой u_0 в m раз меньше периода изменения тока питающей сети, то частота первой гармоники переменной составляющей в m раз больше частоты тока питающей сети, т. е. $f_{\pi} = m f_c$. Амплитуда k -й гармонической составляющей выпрямленного напряжения

$$U_{0mk} = \frac{m}{\pi} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} u_0 \cos km \omega t d \omega t = \frac{m}{\pi} U_{2m} \sin \frac{\pi}{m} \frac{2}{(km)^2 - 1} = \\ = U_0 \frac{2}{(km)^2 - 1}.$$

Это выражение справедливо при $m \geq 2$.

Содержание переменной составляющей в кривой выпрямленного напряжения определяется коэффициентом пульсации

$$K_{\text{пк}} = \frac{U_{0mk}}{U_0} = \frac{2}{(km)^2 - 1}.$$

Переменная составляющая или пульсация напряжения в большинстве случаев оценивается по первой гармонике, имеющей наибольшую амплитуду и низшую частоту. Для первой гармоники ($k=1$) пульсация равна

$$K_{\text{п1}} = \frac{2}{m^2 - 1}.$$

Как видно из рис. 2.10в, каждая фаза вторичной обмотки трансформатора и каждый клапан в однотактных схемах работают один раз за период в течение части периода $2\pi/m$. Среднее значение тока в обмотке трансформатора и через клапан в m раз меньше тока нагрузки, т. е. $I_{\text{пр.ср}} = I_0/m$.

Действующее значение тока вторичной обмотки и клапана

$$I_{\text{пр}} = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} i_2^2 d \omega t} = I_{2m} \sqrt{\frac{1}{2m} + \frac{1}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{m}}, \quad (2.2)$$

где I_{2m} — амплитуда тока вторичной обмотки, равная

$$I_{2m} = \frac{U_{2m}}{R_{\text{н}}} = \frac{U_0 \pi}{R_{\text{н}} m \sin \frac{\pi}{m}} = I_0 \frac{\pi}{m \sin \frac{\pi}{m}}.$$

В двухтактных (мостовых) схемах действующее значение тока клапана $I_{\text{пр}}$ определяется из выражения (2.2), а действующее значение тока во вторичной обмотке $I_2 = I_{\text{пр}} \sqrt{2}$.

Коэффициент формы кривой тока вторичной обмотки равен

$$K_f = \frac{I_2}{I_{\text{ср}}} = \frac{\sqrt{\pi \left(\frac{2\pi}{m} + \sin \frac{2\pi}{m} \right)}}{2 \sin \frac{\pi}{m}}.$$

Линейное напряжение первичной обмотки $U_{1л}$ отличается от линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора $U_{2л}$ в коэффициент трансформации n , т. е. $U_{1л} = U_{2л}n$. Отсюда легко определить соотношение между фазными значениями напряжений вторичной и первичной обмоток для различных схем соединения последних. Соотношения между токами в фазах первичных и вторичных обмоток зависят не только от коэффициента трансформации и схемы соединения первичных обмоток, но и от числа фаз первичных m_1 и вторичных m_2 обмоток.

При одинаковом числе фаз первичных и вторичных обмоток ($m_1 = m_2$) и одинаковых схемах соединения обмоток (звезда—звезда) действующее значение тока фазы первичной обмотки меньше приведенного значения тока вторичной обмотки, так как в кривой тока первичной обмотки отсутствует постоянная составляющая, т. е.

$$I_1 = \frac{1}{n} \sqrt{I_2^2 - I_{cp}^2} = \frac{1}{n} \frac{I_0}{m} \times \\ \times \frac{\sqrt{\frac{\pi^2}{m} + \sin \frac{\pi}{m} \left(\pi \cos \frac{\pi}{m} - 2 \sin \frac{\pi}{m} \right)}}{\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m}}$$

Если число фаз вторичных обмоток больше числа фаз первичных обмоток $m_2 > m_1$ в 2, 3 и т. д. раз, то в каждой фазе первичной обмотки будет m_2/m_1 импульсов тока за период и действующее значение равно $I_1 = (1/n) \sqrt{m_2/m_1} I_2$.

Полезная мощность выпрямителя, отдаваемая им в нагрузку на стороне постоянного тока, равна произведению выпрямленного напряжения на ток (среднее значение), т. е. $P_0 = U_0 I_0$.

Мощность, на которую должны быть рассчитаны трансформатор и вентили, определяется не только постоянной, но и переменной составляющей тока и напряжения. Эта мощность, называемая габаритной, больше полезной и определяется действующими значениями напряжения и тока, т. е.

$$S_2 = m_2 U_2 I_2; S_1 = m_1 U_1 I_1; S_{тр} = (S_1 + S_2)/2,$$

где S_1 , S_2 , $S_{тр}$ — мощности соответственно вторичной, первичной обмотки и трансформатора, В·А.

В однотактных схемах выпрямления мощность цепи вторичных обмоток больше, чем в цепи первичных ($S_2 > S_1$), вследствие наличия постоянной составляющей в кривой тока вторичной обмотки (при $m_2 = m_1$) и худшего использования вторичных обмоток (при $m_2 > m_1$).

Коэффициент полезного действия выпрямителя равен

$$\eta = P_0 / (P_0 + P_{тр} + P_d), \quad (2.3)$$

где $P_0 = U_0 I_0$ — мощность на выходе выпрямителя; $P_{тр} = S_{тр}(1 -$

Таблица 2.1.

Основные параметры схем рис. 2.7, 2.8, работающих на активную нагрузку

Схема выпрямления	$\frac{U_2}{U_0}$	$\frac{U_{обр}}{U_0}$	$\frac{I_{пр.ср}}{I_0}$	$\frac{I_{прв}}{I_0}$	$\frac{I_{нд}}{I_0}$	$\frac{I_2}{I_0}$	$\frac{I_1}{I_0} \frac{w_1}{w_2}$	$\frac{S_2}{P_0}$	$\frac{S_1}{P_0}$	$\frac{S_{тр}}{P_0}$	$K_{н1}$	$\frac{f_{н1}}{f_c}$
Однополупериодная	2,22	3,14	1,0	3,14	1,57	1,57	1,21	3,49	2,69	3,09	1,57	1
Двухполупериодная	1,11	3,14	0,5	1,57	0,785	0,785	1,11	1,74	1,23	1,48	0,67	2
Однофазная мостовая	1,11	1,57	0,5	1,57	0,785	1,11	1,11	1,23	1,23	1,23	0,67	2
Трехфазная (звезда—звезда, звезда)	0,855	2,1	0,33	1,21	0,59	0,59	0,48	1,51	1,23	1,38	1,23	3
Трехфазная мостовая (звезда—звезда, треугольник—звезда)	0,43	1,05	0,33	1,05	0,58	0,82	0,82	1,05	1,05	1,05	0,057	6
Трехфазная мостовая (звезда—треугольник, треугольник—треугольник)	0,74	1,05	0,33	1,05	0,58	0,47	0,47	1,05	1,05	1,05	0,057	6

— $\eta_{\text{тр}}$) — потери в трансформаторе; $P_{\text{д}}$ — потери в вентилях ($P_{\text{д}} = I_{\text{пр.ср}} U_{\text{пр}} N = I_{\text{пр.ср}} 2U_{\text{пр.ср}} N$); N — общее количество вентиляей.

В реальном выпрямителе обладают сопротивлением как вентили (прямым), так и трансформатор (активным и индуктивным) и, следовательно, при нагрузке выпрямителя возникает падение напряжения в этих сопротивлениях так, что напряжение при нагрузке будет меньше, чем при холостом ходе.

Напряжение на выходе выпрямителя при нагрузке $U_0 = U_{\text{о.х.х}} - \Delta U_0$, где $U_{\text{о.х.х}}$ — выпрямленное напряжение при холостом ходе; ΔU_0 — падение напряжения в сопротивлениях трансформатора и вентилях. В табл. 2.1 приведены параметры различных схем выпрямления при работе на активную нагрузку.

2.5.

РАБОТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА ИНДУКТИВНУЮ НАГРУЗКУ

При работе многофазного (на примере трехфазной схемы) однопотактного выпрямителя на нагрузку $R_{\text{н}}$, последовательно с которой включен дроссель (рис. 2.11а) с достаточно большой индуктивностью ($m\omega L \gg R_{\text{н}}$), реакция нагрузки на выпрямитель будет

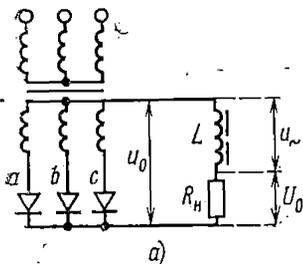
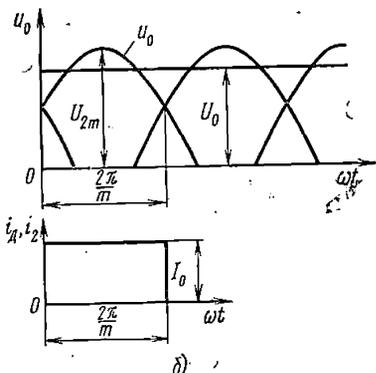


Рис. 2.11. Трехфазный выпрямитель при работе на индуктивную нагрузку: а — схема; б — графики напряжений и токов



определяться этой индуктивностью. Если принять индуктивность дросселя бесконечно большой ($L \rightarrow \infty$), то любое приращение тока в дросселе будет индуцировать в его обмотке бесконечно большую ЭДС самоиндукции ($e_s = -L \frac{di_0}{dt}$), препятствующую изменениям тока. Следовательно, ток как в дросселе, так и в нагрузке i_0 не может претерпевать изменений во времени.

При идеальных вентилях и трансформаторе ($r_{\text{тр}} = 0$ и $x_{\text{тр}} = 0$) выпрямленное напряжение u_0 , как и при работе на активную нагрузку, имеет форму огибающей ЭДС в фазах вторичных обмоток трансформатора.

Поскольку ток i_0 не претерпевает изменений во времени (при $R_{\text{н}} = \text{const}$), напряжение на нагрузке постоянно и равно среднему значению выпрямленного напряжения.

Каждая фаза вторичной обмотки трансформатора работает в течение периода один раз и длительность ее работы составляет

Таблица 2.2

Основные параметры схем рис. 2.7, 2.8, работающих на индуктивную нагрузку

Схема выпрямления	$\frac{U_2}{U_0}$	$\frac{U_{обр}}{U_a}$	$\frac{I_{пр.ср}}{I_0}$	$\frac{I_{прт}}{I_0}$	$\frac{I_{пр}}{I_0}$	$\frac{I_2}{I_0}$	$\frac{I_1}{I_0}$	$\frac{\omega_1}{\omega_2}$	$\frac{S_2}{P_0}$	$\frac{S_1}{P_0}$	$\frac{S_{тп}}{P_0}$	$K_{нп}$	$\frac{f_{п}}{f_c}$
Двухполупериодная	1,11	3,14	0,5	1	0,707	0,707	1	1	1,57	1,11	1,34	0,67	2
Однофазная мостовая	1,11	1,57	0,5	1	0,707	1	1	1,11	1,11	1,11	1,11	0,67	2
Трехфазная (звезда—звезда, треугольник—звезда)	0,855	2,1	0,33	1	0,58	0,58	0,47	0,47	1,48	1,2	1,34	0,25	3
Трехфазная мостовая (звезда—звезда, треугольник—звезда)	0,43	1,05	0,33	1	0,58	0,82	0,82	0,82	1,05	1,05	1,05	0,057	6
Трехфазная мостовая (звезда—треугольник, треугольник—треугольник)	0,74	1,05	0,33	1	0,58	0,47	0,47	0,47	1,05	1,05	1,05	0,057	6

$1/m$ часть периода. В любой момент работает только одна фаза, имеющая наибольшее положительное напряжение. При этом ток в фазе вторичной обмотки трансформатора и в вентиле неизменен и равен току нагрузки I_0 , т. е. ток в фазе вторичной обмотки может быть изображен в виде прямоугольного импульса с амплитудой I_0 и длительностью $2\pi/m$. Ток в первичной обмотке трансформатора также имеет вид прямоугольных импульсов, но без постоянной составляющей тока.

Для определения основных параметров идеального выпрямителя для схем рис. 2.7 и 2.8 можно воспользоваться соотношениями, приведенными в табл. 2.2.

Реальный выпрямитель обладает активным сопротивлением r и индуктивностью рассеяния L_s обмоток трансформатора (рис. 2.12), которые оказывают влияние на работу выпрямителя, изменяя как величину, так и форму кривой выпрямленного напряжения

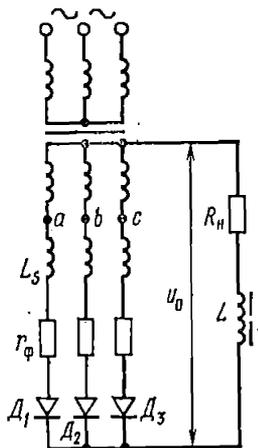


Рис. 2.12. Трехфазный выпрямитель с внутренними активными и индуктивными сопротивлениями

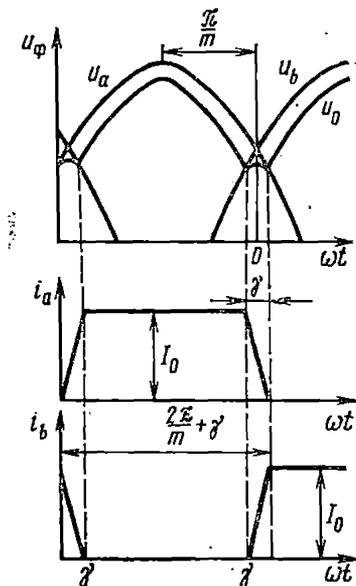


Рис. 2.13. Графики напряжений и токов для трехфазной схемы, работающей на индуктивность с учетом активных сопротивлений фаз

ния, токов вентилей, вторичной и первичной обмоток трансформатора. В маломощных выпрямителях (до 500 Вт), работающих от сети 50 Гц, активное сопротивление фазы $r_{тр}$ во много раз больше индуктивного $x_{тр}$, поэтому в этом случае $x_{тр}$ можно пренебречь. Активное сопротивление фазы $r_{тр}$ у выпрямителя, работающего на нагрузку как активного, так и индуктивного характера, вызывает понижение выпрямленного напряжения за счет падения напряже-

ния на этом сопротивлении. Кроме того, и в многофазных схемах при ($m > 2$) за счет внутреннего сопротивления возникает перекрытие фаз, т. е. их одновременная работа (рис. 2.13). Положительные значения ЭДС в фазах вторичных обмоток оказываются больше выпрямленного напряжения u_0 , перекрывая друг друга в интервале $-\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\gamma\pi}{m}\right) \leq \omega t \leq +\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\gamma\pi}{m}\right)$, т. е. в течение некоторой части периода, соответствующей углу перекрытия фаз, две фазы (a и b) вторичных обмоток трансформатора работают одновременно.

В фазе a , заканчивающей работу, ток i_a уменьшается за время перекрытия фаз от значения I_0 до 0, а в фазе b , вступающей в работу, увеличивается от 0 до I_0 . Причем в интервале угла перекрытия γ сумма токов двух фаз равна току нагрузки ($i_a + i_b = I_0$), который при бесконечно большой индуктивности на выходе выпрямителя неизменен.

Выпрямленное напряжение при наличии перекрытия фаз

$$U_0 = U_{0x.x} - I_0 r_{тр} (1 - m \gamma / 8\pi) - U_{пр} N, \quad (2.4)$$

где $U_{0x.x}$ — выпрямленное напряжение при холостом ходе; $r_{тр}$ — сопротивление обмоток трансформатора; $U_{пр}$ — прямое падение напряжения на вентиле, определяемое из статических вольт-амперных характеристик ($U_{пр} = 2U_{пр.ср}$); N — число вентилях, включенных последовательно.

Угол перекрытия γ можно определить из следующего выражения:

$$\sin \frac{\gamma}{2} = \frac{I_0 m r_{тр}}{2\pi U_0} = \frac{m r_{тр}}{2\pi R_H}. \quad (2.5)$$

При небольших углах перекрытия ($\gamma < 30^\circ$ или $\gamma < \frac{\pi}{6}$) вычитаемое в скобке (2.4) мало, и им можно пренебречь. В этом случае напряжение выпрямителя

$$U_0 = U_{0x.x} - I_0 r_{тр} - U_{пр} N. \quad (2.6)$$

Выражения (2.4) — (2.6) действительны и для выпрямителя, работающего на активную нагрузку.

В мощных, высоковольтных выпрямителях, работающих от сети 50 Гц, и в выпрямителях, работающих от сети повышенной частоты 400 Гц, индуктивное сопротивление фазы $x_{тр}$ во много раз больше активного $r_{тр}$, и его влиянием можно пренебречь.

Индуктивное сопротивление фазы $x_{тр}$, обусловленное индуктивностью рассеяния обмоток трансформатора L_s в многофазных выпрямителях, также вызывает перекрытие фаз при нагрузке как индуктивного, так и активного характера.

На рис. 2.14 изображены графики напряжений и токов при наличии индуктивности рассеяния L_s . Индуктивности рассеяния обмоток трансформатора препятствуют изменениям тока в фазах вторичной обмотки, так как при любом изменении тока в них возникает ЭДС самоиндукции, препятствующая этим изменениям.

Поэтому в момент переключения нагрузки с одной фазы на другую ток не может мгновенно изменяться от I_0 до 0 в фазе a , заканчивающей работу, и от 0 до I_0 в фазе b , вступающей в работу. Таким образом, в течение некоторой части периода, соответствующей углу перекрытия, две фазы работают одновременно, причем

в фазе a ток постепенно уменьшается до 0, а в фазе b — увеличивается до I_0 .

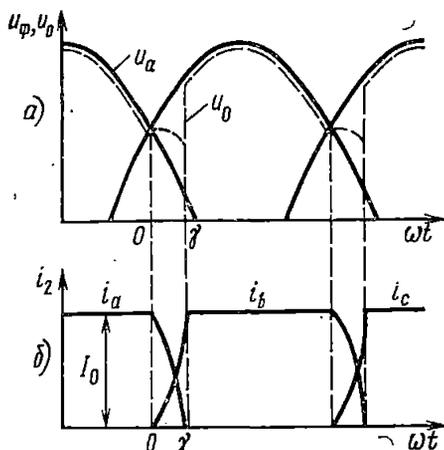


Рис. 2.14. Графики напряжений и токов для трехфазной схемы, работающей на индуктивную нагрузку с учетом индуктивных сопротивлений фаз

При большем числе фаз выпрямления и больших нагрузках возможна одновременная работа более чем двух фаз. В однофазной мостовой схеме выпрямления, где вторичная обмотка однофазная, перекрытия фаз нет.

За время перекрытия э каждой фазы действует ЭДС вторичной обмотки трансформатора и ЭДС рассеяния e_s , которая в фазе a , прекращающей работу, направлена согласно с током, а в фазе b , вступающей в работу, — встречно току.

До начала коммутации был открыт вентиль D_1 и выпрямленное напряжение определялось ЭДС фазы a (рис. 2.14). По окончании процесса коммутации ($\omega t = \gamma$) открыт только вентиль D_2 , и напряжение на выходе равно ЭДС фазы b . За время перекрытия фаз напряжение u_0 равно полусумме мгновенных значений ЭДС коммутируемых фаз.

Величина угла перекрытия γ зависит от величины тока нагрузки I_0 , величины индуктивности рассеяния L_s и числа фаз выпрямителя. Чем больше величина I_0 , чем больше L_s и число фаз, тем больше величина угла перекрытия.

Перекрытие фаз уменьшает выпрямленное напряжение, увеличивает его пульсацию и время работы фазы. Увеличение длительности работы фазы приводит к некоторому уменьшению действующего значения тока фазы и тока вентилей. Поэтому при расчете токов перекрытие фаз можно не учитывать и пользоваться соотношениями, приведенными в табл. 2.2 для идеального выпрямителя.

Величину угла перекрытия можно определить из следующего выражения:

$$1 - \cos \gamma = I_0 m x_{\text{тр}} / \pi U_{\text{ок.х}}, \quad (2.7)$$

где $x_{\text{тр}} = 2\pi f L_s$; L_s — индуктивность рассеяния обмоток трансформатора.

Изменение выпрямленного напряжения ΔU_L за счет перекрытия фаз

$$\Delta U_L = I_0 \frac{m_2 x_{\text{ТР}}}{2\pi}.$$

Учитывая ΔU_L , получим выражение для напряжения на нагрузке

$$U_0 = U_{0\text{х.х}} - I_0 \frac{m x_{\text{ТР}}}{2\pi}. \quad (2.8)$$

Из выражений (2.7) и (2.8) получим

$$\frac{U_0}{U_{0\text{х.х}}} = \frac{1}{2} (1 + \cos \gamma).$$

Зависимость $U_0/U_{0\text{х.х}} = f(\gamma)$, представляющая в определенном масштабе внешнюю характеристику, изображена на рис. 2.15. Как было ранее сказано, пульсация на выходе выпрямителя, за счет перекрытия фаз увеличивается и будет больше величин, указанных в табл. 2.2.

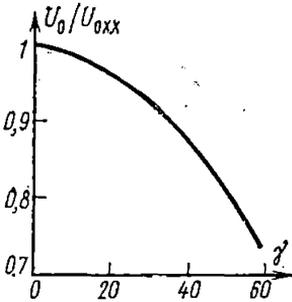


Рис. 2.15. Внешняя характеристика выпрямителя, работающего на индуктивную нагрузку

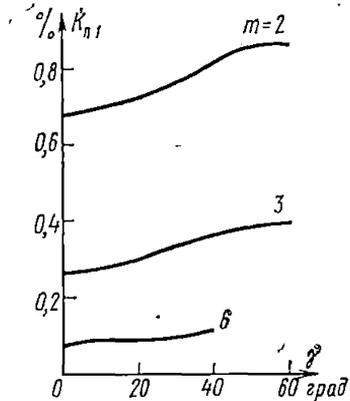


Рис. 2.16. Зависимость коэффициента пульсации от угла γ

Величину коэффициента пульсации в зависимости от угла перекрытия γ для различных значений m можно определить из графиков рис. 2.16.

Если необходимо учитывать активное и реактивное внутреннее сопротивление, а также прямое падение напряжения на вентилях $U_{\text{пр}}$, уравнение внешней характеристики выпрямителя будет иметь вид

$$U_0 = U_{0\text{х.х}} - I_0 \left(r_{\text{ТР}} + \frac{m_2 \omega L_s}{2\pi} \right) - U_{\text{пр}} N. \quad (2.9)$$

2.6. РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЯ, РАБОТАЮЩЕГО НА АКТИВНУЮ И ИНДУКТИВНУЮ НАГРУЗКИ

При расчете выпрямителя исходными данными являются: номинальное выпрямленное напряжение U_0 ; максимальный и минимальный токи нагрузки I_0 , $I_{0 \text{ мин}}$; мощность $P_0 = I_0 U_0$; номинальное напряжение сети U_1 ; относительные отклонения напряжения сети в сторону повышения и понижения $a_{\text{макс}}$, $a_{\text{мин}}$; частота тока сети f_c . Расчет производится в следующей последовательности.

1. На основании рекомендаций § 2.3 выбираем схему выпрямления и определяем m .

2. Из выражений, приведенных в табл. 2.1 и 2.2, определяем параметры вентилей $U_{\text{обр}}$, $I_{\text{пр.ср}}$, $I_{\text{пр}}$, а также габаритную мощность трансформатора $S_{\text{тр}}$. Обратное напряжение $U_{\text{обр}}$ определяется по максимальному значению выпрямленного напряжения $U_{0 \text{ макс}} = U_0(1 + a_{\text{макс}})$. Производим выбор вентилей из табл. П4.1 и выписываем их параметры $U_{\text{обр.макс}}$, $I_{\text{пр.ср.макс}}$, $U_{\text{пр.ср}}$ или $U_{\text{пр}}$. При выборе вентилей необходимо, чтобы величина обратного напряжения $U_{\text{обр}}$, приложенная к вентилю, была меньше максимального обратного напряжения для выбранного типа вентиля $U_{\text{обр.макс}}$. Ток $I_{\text{пр.ср}}$ должен быть меньше тока $I_{\text{пр.ср.макс}}$, а ток $I_{\text{пр}} < 1,57 I_{\text{пр.ср.макс}}$.

3. Определяем активное сопротивление $r_{\text{тр}}$ и индуктивность рассеяния L_s обмоток трансформатора:

$$r_{\text{тр}} = (2 \div 2,35) \frac{U_{0j}}{I_0 f_c B} \sqrt[4]{\frac{f_c B j}{S_{\text{тр}}}}; \quad (2.10)$$

$$L_s = (1,2 \div 2) \frac{U \cdot 10^{-3}}{f_c B I_0} \sqrt[4]{\frac{S_{\text{тр}}}{f_c B}} j, \quad (2.11)$$

где j — плотность тока в обмотках трансформатора, А/мм²; B — амплитуда магнитной индукции, Т.

Плотность тока j и амплитуда магнитной индукции определяются по величине габаритной мощности трансформатора из графиков рис. 1.7.

Определяем $x_{\text{тр}} = 2\pi f_c L_s$.

4. Из (2.9) определяем напряжение холостого хода выпрямителя $U_{\text{ох.х}}$

$$U_{\text{ох.х}} = U_0 + I_0 \left(r_{\text{тр}} + \frac{m_2 x_{\text{тр}}}{2\pi} \right) + U_{\text{пр}} N, \quad (2.12)$$

где $U_{\text{пр}} = 2U_{\text{пр.ср}}$; N — число вентилей, включенных последовательно.

5. По величинам $U_{\text{ох.х}}$, I_0 , P_0 из табл. 2.1, 2.2 определяем параметры трансформатора $U_2 = E_2$, I_2 , I_1 , S_2 , S_1 , $S_{\text{тр}}$.

Исходными данными для расчета трансформатора являются: $U_1 = E_1$ — номинальное напряжение сети; $U_2 = E_2$ — напряжение вторичной обмотки трансформатора при холостом ходе; I_2 , I_1 —

действующие значения токов вторичной и первичной обмоток и $S_{\text{тр}}$ — габаритная мощность трансформатора.

6. Определяем напряжение холостого хода выпрямителя при максимальном напряжении сети $U_{\text{ох.х.макс}}$

$$U_{\text{ох.х.макс}} = U_{\text{ох.х}} (1 + a_{\text{макс}}). \quad (2.13)$$

По величине $U_{\text{ох.х.макс}}$ из табл. 2.1, 2.2 уточняем величину обратного напряжения и проверяем, правильно ли выбраны вентили по величине обратного напряжения.

7. Определяем напряжение на выходе выпрямителя при минимальном напряжении сети $U_{\text{оми}} = U_0 (1 - a_{\text{ми}})$. Из табл. 2.1, 2.2 определяем частоту основной гармоники выпрямленного напряжения $f_{\text{п}}$ и коэффициент пульсации $K_{\text{п}}$.

Из выражения (2.7) определяем угол перекрытия фаз и из рис. 2.16 уточняем величину $K_{\text{п}}$.

8. Определяем внутреннее сопротивление выпрямителя при изменении тока нагрузки от максимального значения I_0 до 0

$$r_0 = (U_{\text{ох.х}} - U_0) / I_0.$$

9. Коэффициент полезного действия выпрямителя определяем из (2.3)

$$\eta = P_0 / (P_0 + P_{\text{тр}} + P_{\text{д}}),$$

$P_{\text{тр}} = S_{\text{тр}} (1 - \eta_{\text{тр}})$, где $\eta_{\text{тр}}$ определяется из рис. 1.7 по величине $S_{\text{тр}}$. Величина $\eta_{\text{тр}}$ уточняется после расчета трансформатора:

$$P_{\text{д}} = I_{\text{пр.ср}} U_{\text{пр}} N = I_{\text{пр.ср}} \cdot 2U_{\text{пр.ср}} N,$$

где N — общее число вентилялей.

Примеры расчета.

Пример 1. Исходные данные: $U_0 = 50$ В, $I_0 = 5$ А, $I_{\text{оми}} = 1$ А, $P_0 = 250$ Вт; однофазная сеть $U_1 = 220$ В, $a_{\text{макс}} = a_{\text{ми}} = 0,1$, $f_c = 50$ Гц.

1. Выбираем двухполупериодную схему со средней точкой. Схема работает на фильтр, начинающийся с индуктивности $m = 2$.

2. Определяем $U_{\text{омакс}} = U_0 (1 + a_{\text{макс}}) = 50 (1 + 0,1) = 55$ В. Из табл. 2.2 определяем: $U_{\text{обр}} = 3,14 U_{\text{омакс}} = 3,14 \cdot 55 = 168$ В; $I_{\text{пр.ср}} = I_0 / 2 = 5 / 2 = 2,5$ А; $I_{\text{пр}} = 0,707 I_0 = 3,54$ А; $S_{\text{тр}} = 1,34 P_0 = 335$ В·А.

Из табл. П4.1 выбираем вентили типа КД202И. Для выбранных вентилялей: $U_{\text{обр.макс}} = 210$ В > 168 В; $I_{\text{пр.ср.макс}} = 3,5$ А $> 2,5$ А; $1,57 I_{\text{пр.ср.макс}} = 5,5$ А $> 3,54$ А; $U_{\text{пр.ср}} = 0,9$ В.

3. Из (2.10), (2.11) определяем $r_{\text{тр}}$, L_s :

$$r_{\text{тр}} = (2 \div 2,35) \frac{U_0 j}{I_0 f_c B} \sqrt[4]{\frac{f_c B j}{S_{\text{тр}}}} =$$

$$= 2,35 \frac{50 \cdot 2}{5 \cdot 50 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{50 \cdot 1,2 \cdot 2}{33,5}} = 0,62 \text{ Ом};$$

$$L_s = (1,2 \div 2) \frac{U \cdot 10^{-3}}{f_c B I_0} \sqrt[4]{\frac{S_{\text{тр}}}{f_c B}} = 2 \frac{50 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 1,2 \cdot 5} \sqrt[4]{\frac{335}{50 \cdot 1,2}} = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ Г}.$$

При расчете $r_{\text{тр}}$ и $x_{\text{тр}}$ $B = 1,2$ Т; $j = 1,2$ А/мм²:

$$x_{\text{тр}} = \omega L_s = 2 \pi f_c L_s = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} = 0,157 \text{ Ом}.$$

4. Определяем $U_{0 \text{ х. х.}}$:

$$U_{0 \text{ х. х.}} = U_0 + I_0 (r_{\text{ТР}} + m_2 x_{\text{ТР}} / 2\pi) + U_{\text{пр}} N = \\ = 50 + 5 (0,62 + 2 \cdot 0,157 / 2 \cdot 3,14) + 0,9 \cdot 2 = 55 \text{ В}, \\ U_{\text{пр}} = 2U_{\text{пр.ср}} = 1,8 \text{ В}, \quad N = 1.$$

5. Определяем параметры трансформатора:

$$U_2 = E_2 = 1,11 U_{0 \text{ х. х.}} = 60,5 \text{ В}; \quad I_2 = 0,707 I_0 = 3,5 \text{ А}; \\ I_1 = I_0 \omega_2 / \omega_1 = I_0 U_2 / U_1 = 5 \cdot 55 / 220 = 1,25 \text{ А}; \\ S_2 = 1,57 P_0 = 1,57 \cdot 250 = 392 \text{ В} \cdot \text{А}; \quad [S_1 = 1,11 P_0 = 1,11 \cdot 250 = 275 \text{ В} \cdot \text{А}; \\ S_{\text{ТР}} = 335 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

6. Определяем $U_{0 \text{ х. х. макс}}$:

$$U_{0 \text{ х. х. макс}} = U_{0 \text{ х. х.}} (1 + a_{\text{макс}}) = 55 (1 + 0,1) = 61 \text{ В}.$$

Уточняем $U_{\text{обр}} = 3,14 U_{0 \text{ х. х. макс}} = 183 \text{ В} < 210 \text{ В}$.

Вентили по величине обратного напряжения выбраны правильно.

7. Определяем: $U_{0 \text{ мин}} = U_0 (1 - a_{\text{мин}}) = 50 (1 - 0,1) = 45 \text{ В}; \quad U_{0 \text{ макс}} = U_0 (1 + a_{\text{макс}}) = 50 (1 + 0,1) = 55 \text{ В}; \quad f_{\text{ц}} = 2f_c = 100 \text{ Гц}; \quad K_{\text{ц1}} = 0,67.$

Из (2.7) найдем $(1 - \cos \gamma)$:

$$(1 - \cos \gamma) = I_0 \frac{m x_{\text{ТР}}}{\pi U_{0 \text{ х. х.}}} = 5 \frac{2 \cdot 0,157}{3,14 \cdot 55} = 0,0091; \\ \cos \gamma = 0,9909, \quad \gamma = 7^\circ.$$

Из рис. 2.16 для $m=2$ уточняем $K_{\text{ц1}} = 0,69$.

8. Определяем r_0 :

$$r_0 = (U_{0 \text{ х. х. макс}} - U_0) / I_0 = (55 - 50) / 5 = 1 \text{ Ом}.$$

9. Коэффициент полезного действия выпрямителя равен

$$\eta = P_0 / (P_0 + P_{\text{ТР}} + P_{\text{Д}}) = 250 / (250 + 23,5 + 9) = 0,89,$$

$$P_0 = U_0 I_0 = 250 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{ТР}} = S_{\text{ТР}} (1 - \eta_{\text{ТР}}) = 335 (1 - 0,93) = 23,5 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{Д}} = I_{\text{пр.ср}} \cdot 2 U_{\text{пр.ср}} N = 2,5 \cdot 2 \cdot 0,9 \cdot 2 = 9 \text{ Вт}.$$

Пример 2. Исходные данные: $U_0 = 420 \text{ В}, I_0 = 12 \text{ А}, I_{0 \text{ мин}} = 5 \text{ А}, P_0 = U_0 I_0 = 5050 \text{ Вт}$, трехфазная сеть $U_1 = 220 \text{ В}, a_{\text{макс}} = a_{\text{мин}} = 0,1, f_c = 400 \text{ Гц}$.

1. Так как мощность нагрузки более 5 кВт и сеть трехфазная, то целесообразно применить многофазную схему выпрямления. Выбираем трехфазную мостовую схему. Схемы соединения обмоток трансформатора «звезда—звезда», $m=3$. Схема работает на фильтр, начинающийся с индуктивности.

2. Определяем $U_{0 \text{ макс}} = U_0 (1 + a_{\text{макс}}) = 420 (1 + 0,1) = 463 \text{ В}$. Из табл. 2.2 определяем:

$$U_{\text{обр}} = 1,05 U_{0 \text{ макс}} = 487 \text{ В}; \quad I_{\text{пр.ср}} = I_0 / 3 = 4 \text{ А};$$

$$I_{\text{пр}} = 0,58 I_0 = 0,58 \cdot 12 = 7 \text{ А}; \quad S_{\text{ТР}} = 1,05 P_0 = 5300 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

Из табл. П4.1 выбираем вентили типа Д248Б.

Для выбранных вентиляей:

$$U_{\text{обр.макс}} = 600 \text{ В} < 487 \text{ В}; \quad I_{\text{пр.ср}} = 5 \text{ А} > 4 \text{ А};$$

$$1,57 I_{\text{пр.ср}} = 7,9 \text{ А} > 7 \text{ А}; \quad U_{\text{пр.ср}} = 1,5 \text{ В}.$$

3. Из (2.10), (2.11) определяем $r_{\text{ТР}}$ и L_0 :

$$r_{\text{ТР}} = (2 + 2,35) \frac{U_0 j}{I_0 f_c B} \sqrt[4]{\frac{f_c B j}{S_{\text{ТР}}}} = 2 \frac{420 \cdot 1,5}{12 \cdot 400 \cdot 0,8} \sqrt[4]{\frac{400 \cdot 0,8 \cdot 1,5}{5300}} = 0,185 \text{ Ом};$$

$$L_s = (1,2 \div 2) \cdot \frac{U_0 \cdot 10^3}{f_c B I_0} \sqrt{\frac{S_{\text{ТР}}}{f B}} = 1,2 \frac{420 \cdot 10^3}{400 \cdot 0,8 \cdot 12} \sqrt{\frac{5300}{400 \cdot 0,8}} = 0,28 \cdot 10^{-3} \text{ Г};$$

$$B = 0,8 \text{ Т}, \quad j = 1,5 \text{ А/мм}^2,$$

$$x_{\text{ТР}} = 2\pi f L_s = 2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 0,28 \cdot 10^{-3} = 0,7 \text{ Ом}.$$

4. Определяем $U_{0\text{х.х}}$:

$$U_{0\text{х.х}} = U_0 + I_0 \left(r_{\text{ТР}} + \frac{m_2 x_{\text{ТР}}}{2\pi} \right) + U_{\text{пр}} N =$$

$$= 420 + 12 \left(0,185 + \frac{6 \cdot 0,7}{2\pi} \right) + 3 \cdot 2 = 445 \text{ В},$$

$$U_{\text{пр}} = 2 U_{\text{пр.ср}} = 2 \cdot 1,5 = 3 \text{ В}.$$

5. Определяем параметры трансформатора.

Напряжение фазы вторичной обмотки $U_2 = E_2 = 0,43 U_{0\text{х.х}} = 0,43 \cdot 445 = 192 \text{ В}$;

напряжение фазы первичной обмотки $U_{1\phi} = U_1 / \sqrt{3} = 220 / 1,73 = 127 \text{ В}$; $I_2 =$

$= 0,815 I_0 = 0,815 \cdot 12 = 9,8 \text{ А}$; $I_1 = 0,815 I_0 \frac{\omega_2}{\omega_1} = 0,815 I_0 \frac{U_2}{U_{1\phi}} = 0,815 \cdot 12 \frac{192}{127} = 14,8 \text{ А}$;

$S_2 = 1,05 P_0 = 1,05 \cdot 5050 = 5300 \text{ В} \cdot \text{А}$; $S_1 = 1,05 P_0 = 5300 \text{ В} \cdot \text{А}$; $S_{\text{ТР}} = 1,05 P_0 = 5300 \text{ В} \cdot \text{А}$.

6. Определяем $U_{0\text{х.х.макс}}$:

$$U_{0\text{х.х.макс}} = U_{0\text{х.х}} (1 + a_{\text{макс}}) = 445 (1 + 0,1) = 490 \text{ В}.$$

Уточняем $U_{0\text{бр.макс}} = 1,05 U_{0\text{х.х.макс}} = 1,05 \cdot 490 = 515 \text{ В} < 600 \text{ В}$.

Вентили по величине обратного напряжения выбраны правильно.

7. Определяем $U_{0\text{мин}} = U_0 (1 - a_{\text{мин}}) = 420 (1 - 0,1) = 380 \text{ В}$:

$$U_{0\text{макс}} = U_0 (1 + a_{\text{макс}}) = 420 (1 + 0,1) = 463 \text{ В};$$

$$f_{\text{п}} = 6 f_c = 2400 \text{ Гц}; \quad K_{\text{пн}} = 0,057.$$

Из (2.7) найдем $(1 - \cos \gamma)$:

$$(1 - \cos \gamma) = I_0 \frac{m x_{\text{ТР}}}{\pi U_{0\text{х.х}}} = 12 \frac{6 \cdot 0,7}{3,14 \cdot 445} = 0,039;$$

$$\cos \gamma = 1 - 0,039 = 0,961, \quad \gamma = 15^\circ.$$

Из рис. 2.16 для $m=6$ уточняем $K_{\text{пн}}$:

$$K_{\text{пн}} = 0,1.$$

8. Определяем r_0 при уменьшении тока нагрузки от I_0 до 0:

$$r_0 = \frac{U_{0\text{х.х}} - U_0}{I_0} = \frac{445 - 420}{12} = 2,1 \text{ Ом}.$$

9. Коэффициент полезного действия равен:

$$\eta = P_6 / (P_0 + P_{\text{ТР}} + P_{\text{Д}}) = 5050 / (5050 + 265 + 72) = 0,94;$$

$$P_6 = 5050 \text{ Вт}; \quad P_{\text{ТР}} = S_{\text{ТР}} (1 - \eta_{\text{ТР}}) = 5300 (1 - 0,95) = 265 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{Д}} = I_{\text{пр.ср}} \cdot 2 U_{\text{пр.ср}} N = 4 \cdot 2 \cdot 1,5 \cdot 6 = 72 \text{ Вт}.$$

2.7.

РАБОТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА ЕМКОСТНУЮ НАГРУЗКУ

Работу трехфазного выпрямителя на нагрузку, шунтированную емкостью, рассмотрим на примере трехфазной схемы выпрямления (рис. 2.17а). При рассмотрении работы выпрямителя прини-

маем: 1) выпрямленное напряжение, равное напряжению на зажимах конденсатора ($U_0 = U_C$), неизменно по времени (рис. 2.17б); это упрощение позволяет исключить емкость из всех расчетных соотношений; 2) сопротивление вентиля в прямом направлении неизменно, а сопротивление вентиля в обратном направлении равно бесконечности; 3) активное сопротивление обмоток трансфор-

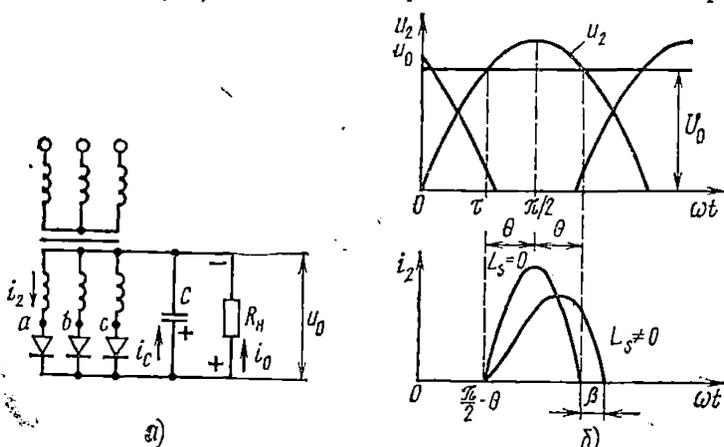


Рис. 2.17. Трехфазный выпрямитель при работе на емкость:
а — схема; б — графики напряжений и токов

матора и индуктивность рассеяния обмоток не равны нулю; 4) напряжение питающей сети имеет неискаженную синусоидальную форму и все элементы схемы выпрямителя строго симметричны.

Ток в фазе а, следовательно, и через вентиль начинает протекать в момент равенства напряжения фазы u_2 и напряжения на конденсаторе $u_c = u_0$. Если пренебречь индуктивностью рассеяния обмоток трансформатора L_s , то ток через вентиль протекает в интервале периода $\frac{\pi}{2} - \theta \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} + \theta$, когда напряжение фазы u_2 превышает напряжение на конденсаторе, т. е. $u_2 > u_0$. Угол θ называется углом отсечки (рис. 2.17б).

При наличии индуктивности рассеяния обмоток L_s в момент $\omega t = \pi/2 + \theta$ ток i_2 не уменьшается до нуля, так как при его уменьшении возникает ЭДС самоиндукции, направленная согласно с ЭДС вторичной обмотки u_2 , в результате чего длительность работы фазы увеличивается и составляет $2\theta + \beta$. Индуктивность рассеяния L_s влияет также на форму импульса тока и уменьшает его амплитуду.

Закон изменения тока через вентиль i_D определяется уравнением

$$L_s \frac{di_D}{dt} + i_D r = U_{2m} \sin(t + \tau), \quad (2.14)$$

где L_s — индуктивность рассеяния обмоток трансформатора, приведенная ко вторичной обмотке трансформатора; r — активное

сопротивление фазы выпрямителя, равное сумме прямого сопротивления вентиля $r_{пр.д}$ и активного сопротивления обмотки трансформатора $r_{тр}$, приведенных ко вторичной обмотке.

Из (2.14) получим

$$i_{д} = \frac{U_0}{r} \left\{ \left[\frac{\cos \varphi}{\cos \theta} \sin(\omega t - \varphi) - 1 \right] + \left[\frac{\cos \varphi}{\cos \theta} \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{2} + 1\right) \right] \times \right. \\ \left. \times e^{-\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \theta\right) \operatorname{ctg} \varphi} \right\}.$$

Проинтегрировав это выражение в интервале от $\pi/2 - \theta$ до $\frac{\pi}{2} + \theta + \beta$ и разделив полученный результат на $2\pi/m$, получим выражение для постоянной составляющей тока нагрузки

$$I_0 = \frac{mU_0}{2\pi r} \left\{ \frac{\cos \varphi}{\cos \theta} [\cos(\beta - \varphi) - \sin(\theta + \varphi)] + \left(\beta - \frac{\pi}{2} + \theta\right) + \right. \\ \left. + \left[\frac{\sin \varphi}{\cos \theta} \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{2} + \theta\right) + 1 \right] \left[e^{-\left(\beta - \frac{\pi}{2} + \theta\right) \operatorname{ctg} \varphi} - 1 \right] \right\} = \frac{mU_0}{\pi r} A_L, \quad (2.15)$$

где m — число импульсов в цепи выпрямленного тока за один период переменного напряжения.

Из выражения (2.15) определим параметр A_L :

$$A_L = \frac{I_0 \pi r}{mU_0}, \quad (2.16)$$

где A_L — расчетный параметр, зависящий от угла отсечки и угла φ :

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{2\pi f_c L_s}{r}. \quad (2.17)$$

Величины U_0 , I_0 задаются в начале расчета; m определяется выбором схемы выпрямления. Величины L_s и r , а следовательно, и φ предварительно (ориентировочно) определяются в зависимости от U_0 , I_0 , m и типа вентилях.

Так как все величины, характеризующие работу выпрямителя (действующие значения напряжения и тока вторичной обмотки U_2 , U_1 , действующее значение тока первичной обмотки I_1 , габаритная мощность трансформатора $S_{тр}$, среднее, действующее и амплитудное значения тока вентиля $I_{пр.ср}$, $I_{пр}$, $I_{прт}$, обратное напряжение на нем $U_{обр}$, пульсация выпрямленного напряжения $K_{\pi 1}$ и внешняя характеристика выпрямителя), зависят от угла отсечки θ и угла φ , то они также зависят от расчетного параметра A_L , являющегося функцией угла отсечки θ и угла φ .

При расчете выпрямителя, работающего на емкость, все указанные выше величины определяются графо-аналитическим способом.

Расчитываемые величины (U_2 , I_2 , I_1 , $S_{тр}$, $I_{пр.ср}$, $I_{пр}$, $I_{прт}$, $U_{обр}$, $K_{\pi 1}$) связаны с исходными (U_0 , I_0 , m) через коэффициенты (B_L ,

D_L, F_L, H_L), которые, в свою очередь, являются функциями углов отсечки θ и φ , а следовательно, и параметра A_L . На рис. 2.18—2.20 приведены зависимости коэффициентов от параметра A_L при различных значениях угла φ .

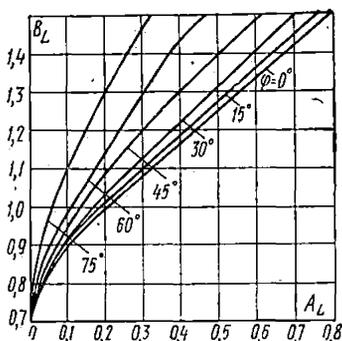


Рис. 2.18. Зависимость параметра B_L от параметра A_L и угла φ

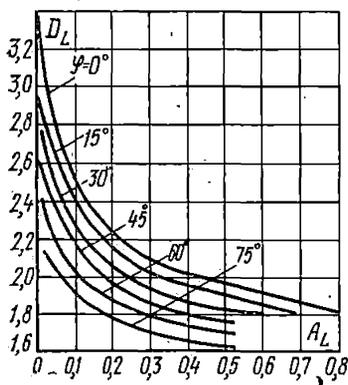


Рис. 2.19. Зависимость параметра D_L от параметра A_L и угла φ

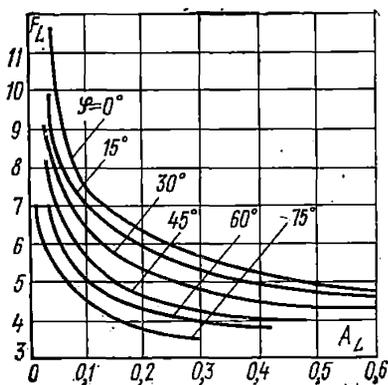


Рис. 2.20. Зависимость параметра F_L от параметра A_L и угла φ

В табл. 2.3 приведены основные расчетные соотношения для определения параметров схем рис. 2.7 и 2.8.

Коэффициент пульсации по первой гармонической составляющей можно определить из выражения

$$K_{п1} = H/rC. \quad (2.18)$$

В выражении (2.18) H — коэффициент, зависящий от углов φ и θ , а следовательно, от параметра A_L ; зависимости $H=f(A_L)$ для различных значений m приведены на рис. 2.21—2.24.

При расчете выпрямителя величина коэффициента пульсации бывает задана. Определив по графикам величину H , можно най-

Таблица 2.3

Основные параметры схем рис. 2.7, 2.8, работающих на емкостную нагрузку

Схема выпрямления	$\frac{U_2}{U_0}$	$\frac{U_{обр}}{U_0}$	$\frac{I_{пр.ср}}{I_0}$	$\frac{I_{пр.м}}{I_0}$	$\frac{I_{пр}}{I_0}$	$\frac{I_2}{I_0}$	$\frac{I_1 \omega_1}{I_0 \omega_2}$	$\frac{S_2}{P_0}$	$\frac{S_1}{P_0}$	$\frac{S_{тр}}{P_0}$	K_{III}	$\frac{f_{п}}{f_c}$	r
Однотолуперодная	B	$2,82B$	1	F	D	D	$\sqrt{D^2-1}$	BD	$B\sqrt{D^2-1}$	$0,5B \times \frac{D}{\sqrt{D^2-1}}$	$\frac{H}{rC}$	1	$r_{прД} + r_{тр}$
Двухполуперодная	B	$2,82B$	0,5	$0,5F$	$0,5D$	$0,5D$	$0,707D$	BD	$0,707BD$	$0,85BD$	$\frac{H}{rC}$	2	$r_{прД} + r_{тр}$
Однофазная мостовая	B	$1,41B$	0,5	$0,5F$	D	$0,707D$	$0,707D$	$0,707BD$	$0,707BD$	$0,707BD$	$\frac{H}{rC}$	2	$2r_{прД} + r_{тр}$
Удвоенная напряжения (схема Латура)	$0,5B$	$1,41B$	1	F	D	$1,41D$	$1,41D$	$0,7BD$	$0,7BD$	$0,7BD$	$\frac{H}{rC}$	2	$r_{прД} + r_{тр}$
Трехфазная (звезда— звезда, треугольник— звезда)	B	$2,44B$	$0,33$	$0,33F$	$0,33D$	$0,33D$	$0,273D$	BD	$0,82BD$	$0,9BD$	$\frac{H}{rC}$	3	$r_{прД} + r_{тр}$
Трехфазная мостовая (звезда— звезда, треугольник— звезда)	$0,576B$	$1,41B$	$0,33$	$0,33F$	$0,236D$	$0,33D$	$0,33D$	$0,576BD$	$0,576BD$	$0,576BD$	$\frac{H}{rC}$	6	$2r_{прД} + r_{тр}$
Трехфазная мостовая (звезда— треугольник, треугольник — треугольник)	B	$1,41B$	$0,33$	$0,33F$	$0,236D$	$0,19D$	$0,19D$	$0,576BD$	$0,576BD$	$0,576BD$	$\frac{H}{rC}$	6	$2r_{прД} + r_{тр}$

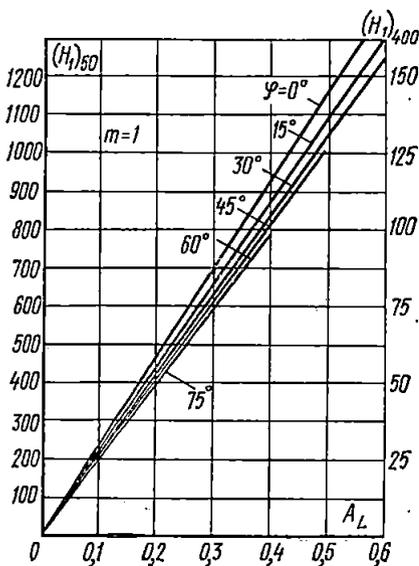


Рис. 2.21. Зависимость параметра H от параметра A_L и угла φ для $m=1$ и частоты сети 50 и 400 Гц

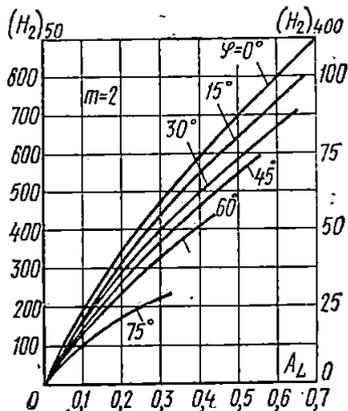


Рис. 2.22. Зависимость параметра H от параметра A_L и угла φ для $m=2$ и частоты сети 50 и 400 Гц

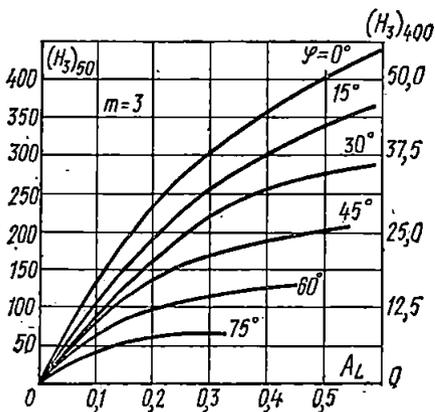


Рис. 2.23. Зависимость параметра H от параметра A_L и угла φ для $m=3$ и частоты сети 50 и 400 Гц

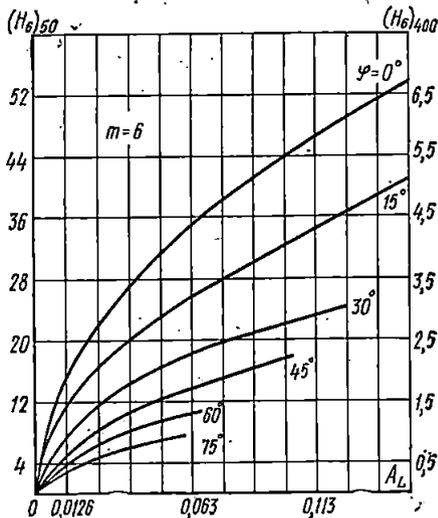


Рис. 2.24. Зависимость параметра H от параметра A_L и угла φ для $m=6$ и частоты сети 50 и 400 Гц

ти емкость конденсатора, необходимую для получения заданного коэффициента пульсации:

$$C = H/rK_{\text{ш}}. \quad (2.19)$$

Внешняя характеристика выпрямителя $U_0 = f(I_0)$ при $U_1 = \text{const}$ позволяет определить: изменение выпрямленного напряжения ΔU_0 , вызванное изменением тока нагрузки; напряжение холостого хода $U_{0\text{х.х}}$; ток короткого замыкания $I_{0\text{к.з}}$ и внутреннее сопротивление выпрямителя r_0 . Так как

$$U_0/U_{2m} = \cos \theta \text{ и } I_0/m \frac{U_{2m}}{r} = A_L \cos \theta/\pi = \gamma_0,$$

то зависимость $\cos \theta = f(\gamma_0)$ в определенном масштабе представляет собой внешнюю характеристику выпрямителя. На рис. 2.25 приведены обобщенные внешние характеристики выпрямителей при различных значениях φ .

Для построения реальной внешней характеристики необходимо ординаты кривой рис. 2.25 умножить на U_{2m} , а ее абсциссы на mU_{2m}/r .

При холостом ходе $I_0 = 0$ и $U_{0\text{х.х}} = U_{2m}$, при коротком замыкании $U_0 = 0$ и $I_{0\text{к.з}} = mU_{2m}/r$, изменение выпрямленного напряжения при изменении тока нагрузки от нуля до номинального $\Delta U_0 = U_{0\text{х.х}} - U_0$, внутреннее сопротивление выпрямителя

$$r_0 = \Delta U_0 / \Delta I_0. \quad (2.20)$$

Коэффициент полезного действия выпрямителя

$$\eta = P_0 / (P_0 + P_{\text{тр}} + P_{\text{д}}), \quad (2.21)$$

где $P_{\text{тр}} = S_{\text{тр}}(1 - \eta_{\text{тр}})$ — потери в трансформаторе (см. гл. 1); $P_{\text{д}}$ — потери в вентилях. В кенотронных выпрямителях мощность потерь в вентиле включает также и мощность, расходуемую на питание накала ($U_{\text{нак}} I_{\text{нак}}$) вентилях. Потери в вентиле от прямого тока $P_{\text{д}} = I_{\text{пр.ср}} U_{\text{пр}} N = I_{\text{пр.ср}} \cdot 2U_{\text{пр.ср}} N$, где N — число вентилях в схеме выпрямления.

2.8.

РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЯ, РАБОТАЮЩЕГО НА ЕМКОСТНУЮ НАГРУЗКУ

При расчете выпрямителя заданными величинами являются: номинальное выпрямленное напряжение U_0 ; максимальный и минимальный токи нагрузки I_0 , $I_{0\text{ мин}}$; мощность $P_0 = U_0 I_0$; номинальное напряжение сети U_1 ; относительные отклонения напряжения

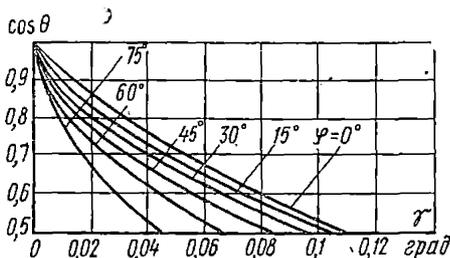


Рис. 2.25. Обобщенные внешние характеристики выпрямителя, работающего на емкость

сети в сторону повышения и понижения a_{\max} , a_{\min} ; частота тока сети f_c ; коэффициент пульсации $K_{\text{пл}}$.

1. На основании рекомендаций § 2.3 выбираем схему выпрямления, а следовательно, определяем m .

2. Из выражений, приведенных в табл. 2.3, ориентировочно определяем параметры вентиляей $U_{\text{обр}}$, $I_{\text{пр.ср}}$, $I_{\text{пр}}$, а также габаритную мощность трансформатора $S_{\text{тр}}$.

Для ориентировочного определения параметров необходимо задаться значениями коэффициентов B_L и D_L . Приближенные значения коэффициентов B_L и D_L приведены в табл. 2.4.

Таблица 2.4.
Ориентировочные значения коэффициентов B_L и D_L

m	B_L	D_L
$m=1$	0,95—1,1	2,05—2,1
$m=2$	0,95—1,1	2,1—2,2
$m=3$	0,81—0,85	2,2—2,36
$m=6$	0,78—0,81	2,36—2,7

Обратное напряжение $U_{\text{обр}}$ определяется по максимальному значению выпрямленного напряжения $U_{0\max} = U_0(1 + a_{\max})$.

Из табл. П4.1 выбираем вентили.

Вентиль должен быть выбран так, чтобы его максимальное допустимое обратное напряжение было больше, чем в схеме выпрямления: $U_{\text{обр.макс}} > U_{\text{обр}}$. Ток $I_{\text{пр.ср}}$ должен быть меньше тока $I_{\text{пр.ср.макс}}$, а ток $I_{\text{пр}}$ меньше $1,57I_{\text{пр.ср.макс}}$.

Определяем сопротивление вентиля в прямом направлении

$$r_{\text{пр}} = U_{\text{пр.ср}} / I_{\text{пр.ср.макс}} \quad (2.22)$$

3. Из выражений (2.10), (2.11) определяем $r_{\text{тр}}$, L_s . Находим $x_{\text{тр}} = 2\pi f_c L_s$.

4. Определяем активное сопротивление фазы $r = r_{\text{тр}} + r_{\text{пр}}N$, где N — число диодов, включенных последовательно.

5. Из (2.16), (2.17) определяем параметр A_L и угол φ .

При определении A_L для схемы удвоения и для однополупериодной схемы $m=1$; для двухполупериодной схемы и для однофазной мостовой $m=2$; для трехфазной $m=3$; для мостовой трехфазной $m=6$.

При определении A_L для схемы удвоения в выражение (2.16) вместо U_0 необходимо подставить $U_0/2$.

6. Определив величины A_L и φ , из графиков 2.18—2.20 найдем коэффициенты B_L , D_L , F_L . Из выражений, приведенных в табл. 2.3, определяем U_2 , I_2 , S_2 , I_1 , S_1 , $S_{\text{тр}}$, $U_{\text{обр}}$, $I_{\text{пр.ср}}$, $I_{\text{пр}}$, $I_{\text{пр.макс}}$. Обратное напряжение определяется по максимальному значению выпрямленного напряжения $U_{0\max} = U_0(1 + a_{\max})$. Проверяем, проходят ли выбранные вентили по величинам $U_{\text{обр}}$, $I_{\text{пр.ср}}$, $I_{\text{пр}}$, $I_{\text{пр.макс}}$.

7. Строим внешнюю характеристику выпрямителя, умножая ординаты кривой рис. 2.25 на величину $U_{2m} = U_2 \sqrt{2}$ и ее абсциссы на $mU_{2m}/r = mU_2 \sqrt{2}/r = I_{0к.з.}$ Определяем напряжение холостого хода $U_{0к.х.}$, ток короткого замыкания $I_{0к.з.}$. Из (2.20) определяем внутреннее сопротивление выпрямителя r_0 .

Определяем максимальное выпрямленное напряжение при максимальном напряжении сети

$$U_{0к.х.макс} = U_{0к.х.} (1 + a_{макс}). \quad (2.23)$$

8. Из графиков рис. 2.21—2.24 определяем коэффициент H . Из выражения (2.18) по известным величинам $K_{п1}$ и H определяем величину емкости C .

Амплитуда первой гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения $U_{0m1} = U_0 H / rC$.

Конденсатор выбираем по известной величине емкости C , максимальному напряжению $U_{0к.х.макс}$ и допустимому значению переменной составляющей выпрямленного напряжения.

При выборе рабочего напряжения конденсатора следует учитывать допустимые для них значения переменной составляющей выпрямленного напряжения. Эти значения зависят от частоты пульсации, а следовательно, от типа схемы выпрямления. В том случае, если фактическое значение переменной составляющей превышает допустимое, следует увеличивать рабочее напряжение конденсатора или при этом же рабочем напряжении увеличить их количество для получения большей суммарной емкости.

Определив тип, количество конденсаторов и их фактическую емкость из выражения (2.18), уточняем величину $K_{п1}$.

9. Коэффициент полезного действия выпрямителя определяем из (2.21).

Примеры расчета

Пример 1. Исходные данные: $U_0 = 27$ В, $I_0 = 0,5$ А, $I_{0мин} = 0$, $P_0 = 13,5$ Вт; сеть однофазная $U_1 = 220$ В, $a_{макс} = a_{мин} = 0,1$, $f_c = 50$ Гц, $K_{п1} = 0,1$.

1. Выбираем двухполупериодную схему со средней точкой ($m = 2$).

2. Из табл. 2.4 для $m = 2$ определяем ориентировочные значения коэффициентов $B_L = 1$, $D_L = 2,2$.

Определяем максимальное выпрямленное напряжение $U_{0макс} = U_0(1 + a_{макс}) = 27(1 + 0,1) = 29,7$ В.

Из табл. 2.3 ориентировочно определяем параметры вентиляей:

$$U_{обр} = 2,82 B_L U_{0макс} = 2,82 \cdot 1 \cdot 29,7 = 84 \text{ В};$$

$$I_{пр.ср} = 0,5 I_0 = 0,5 \cdot 0,5 = 0,25 \text{ А};$$

$$I_{пр} = 0,5 D_L I_0 = 0,5 \cdot 2,2 \cdot 0,5 = 0,55 \text{ А};$$

$$S_{тр} = 0,85 B_L D_L P_0 = 0,85 \cdot 1 \cdot 2,2 \cdot 13,5 = 25 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

По вычисленным значениям $U_{обр}$, $I_{пр.ср}$ из табл. П4.1 в качестве вентиляей выбираем кремниевые диоды типа Д229А. Для выбранных вентиляей:

$$U_{обр.макс} = 200 \text{ В} > 84 \text{ В}; \quad I_{пр.ср.макс} = 0,4 \text{ А} > 0,25 \text{ А};$$

$$1,57 I_{пр.ср.макс} = 0,63 > 0,55 \text{ А}; \quad U_{пр.ср} = 1 \text{ В}.$$

Из (2.22) находим $r_{\text{пр}}$:

$$r_{\text{пр}} = U_{\text{пр.ср}} / I_{\text{пр.ср.макс}} = 1/0,4 = 2,5 \text{ Ом.}$$

3. Из (2.10), (2.11) определяем:

$$r_{\text{ТР}} = (2 + 2,35) \frac{U_0 j}{I_0 f_c B} \sqrt[4]{\frac{f_c B j}{S_{\text{ТР}}}} = 2 \frac{27 \cdot 3,5}{0,5 \cdot 50 \cdot 1,1} \sqrt[4]{\frac{50 \cdot 1,1 \cdot 3,5}{25}} = 11,5 \text{ Ом;}$$

$$L_s = (1,2 + 2) \frac{U_0 \cdot 10^{-3}}{I_0 f_c B} \sqrt[4]{\frac{S_{\text{ТР}}}{f_c B}} = 1,2 \frac{27 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 50 \cdot 1,1} \sqrt[4]{\frac{25}{50 \cdot 1,1}} = 0,97 \cdot 10^{-3} \text{ Г;}$$

$$B = 1,1 \text{ Т; } j = 3,5 \text{ А/мм}^2;$$

$$x_{\text{ТР}} = 2 \pi f_c L_s = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,97 \cdot 10^{-3} = 0,3 \text{ Ом.}$$

4. Определяем сопротивление фазы

$$r = r_{\text{ТР}} + r_{\text{пр}} = 11,5 + 2,5 = 14 \text{ Ом.}$$

5. Из (2.16), (2.17) находим A_L и φ :

$$A_L = I_0 \pi r / m U_0 = 0,5 \cdot 3,14 \cdot 14 / 2 \cdot 27 = 0,41;$$

$$\varphi = \arctg \frac{x_{\text{ТР}}}{r} = \arctg \frac{0,3}{14} = 0^\circ.$$

6. Из рис. 2.18—2.20 найдем B_L , D_L , F_L при $\varphi=0$, $B_L=1,17$, $D_L=2$, $F_L=5,2$.

Определяем параметры трансформатора и вентиля (табл. 2.3):

$$E_2 = U_2 = B_L U_0 = 1,17 \cdot 27 = 31,6 \text{ В; } I_2 = 0,5 D_L I_0 = 0,5 \cdot 2 \cdot 0,5 = 0,5 \text{ А;}$$

$$U_1 = E_1 = 220 \text{ В; } I_1 = 0,707 D_L I_0 U_2 / U_1 =$$

$$= 0,707 \cdot 2 \cdot 0,5 \frac{31,6}{220} = 0,1 \text{ А; } S_2 = B_L D_L P_0 = 1,17 \cdot 2 \cdot 13,5 = 31,5 \text{ В} \cdot \text{А;}$$

$$S_1 = 0,707 B_L D_L P_0 = 0,707 \cdot 1,17 \cdot 2 \cdot 13,5 = 22,2 \text{ В} \cdot \text{А;}$$

$$S_{\text{ТР}} = 0,85 B_L D_L P_0 = 0,85 \cdot 1,17 \cdot 2 \cdot 13,5 = 27 \text{ В} \cdot \text{А; } I_{\text{пр.ср}} = 0,5 I_0 = 0,25 \text{ А;}$$

$$I_{\text{пр}} = 0,5 D_L I_0 = 0,5 \cdot 2 \cdot 0,5 = 0,5 \text{ А} < 1,57 I_{\text{пр.ср.макс}} = 0,63 \text{ А;}$$

$$U_{\text{обр}} = 2,82 B_L U_0 \text{ макс} = 2,82 \cdot 1,17 \cdot 27 = 98 \text{ В} < U_{\text{обр}} = 200 \text{ В;}$$

$$I_{\text{пр}m} = 0,5 F_L I_0 = 0,5 \cdot 5,2 \cdot 0,5 = 1,3 \text{ А.}$$

Таким образом, выбранные предварительно диоды пригодны для работы в схеме.

7. Определяем U_{2m} и $I_{0 \text{ к.з}}$ и по рис. 2.25 строим внешнюю характеристику:

$$U_{0 \text{ к.х}} = U_{2m} = U_2 \sqrt{2} = 31,6 \sqrt{2} = 44,3 \text{ В;}$$

$$I_{0 \text{ к.з}} = m U_{2m} / r = 2 \cdot 44,3 / 14 = 6,3 \text{ А.}$$

Внешняя характеристика выпрямителя изображена на рис. 2.26.

Определяем напряжение $U_{0 \text{ к.х. макс}} = U_{0 \text{ к.х}} (1 + a_{\text{макс}}) = 4 \cdot 4,43 (1 + 0,1) = 49,4 \text{ В.}$

Определяем r_0 (2.20):

$$r_0 = (U_{0 \text{ к.х}} - U_0) / I_0 = (44,3 - 27) / 0,5 = 34,5 \text{ Ом.}$$

8. Из рис. 2.22 по величине $A_L = 0,41$ и $\varphi = 0$ определяем $N = 600$.

Из (2.18) находим величину емкости

$$C = N / K_{\text{ПН}} r = 600 / 0,1 \cdot 14 = 430 \text{ мкФ.}$$

Определяем амплитуду первой гармоники выпрямленного напряжения:

$$U_{0\text{т1}} = U_0 H / r C = 27 \cdot 600 / 14 \cdot 430 = 0,27 \text{ В.}$$

Конденсатор выбираем по величинам: $U_{0\text{х.х. макс}} = 49,4 \text{ В}$, $U_{0\text{т1}} = 0,27 \text{ В}$ и $C = 430 \text{ мкФ}$.

Выбираем конденсатор типа К50-3Б на номинальное напряжение 100 В. Номинальная емкость конденсатора 200 мкФ. Для обеспечения заданного коэф-

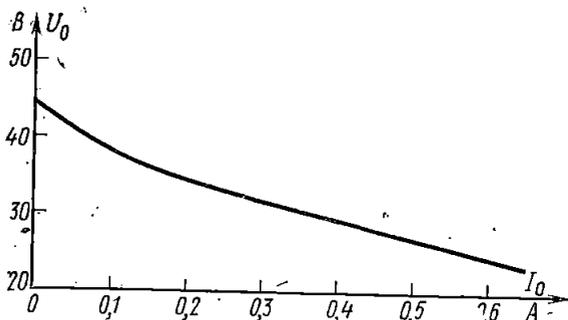


Рис. 2.26. Внешняя характеристика выпрямителя

фициента пульсации включаем параллельно три конденсатора. Суммарная емкость $C = 600 \text{ мкФ}$.

Из (2.18) уточняем величину коэффициента пульсации

$$K_{\text{пл}} = H / r C = 600 / 14 \cdot 600 = 0,07.$$

9. Определяем КПД выпрямителя (2.21):

$$\eta = P_0 / (P_0 + P_{\text{тр}} + P_{\text{Д}}) = 13,5 / (13,5 + 4,05 + 1) = 0,73;$$

$$P_{\text{тр}} = S_{\text{тр}} (1 - \eta_{\text{тр}}) = 27 (1 - 0,85) = 4,05 \text{ Вт};$$

$$\eta_{\text{тр}} = 0,85;$$

$$P_{\text{Д}} = I_{\text{пр.ср}} \cdot 2 U_{\text{пр.ср}} N = 0,25 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 2 = 1 \text{ Вт.}$$

Пример 2. Исходные данные: $U_0 = 380 \text{ В}$, $I_0 = 0,1 \text{ А}$, $I_{0\text{мин}} = 0$, $P_0 = U_0 I_0 = 38 \text{ Вт}$; сеть однофазная $U_1 = 220 \text{ В}$, $a_{\text{макс}} = a_{\text{мин}} = 0,1$, $f_c = 400 \text{ Гц}$, $K_{\text{пл}} = 0,1$.

1. Выбираем однофазную мостовую схему выпрямления ($m = 2$).

2. Из табл. 2.4 определяем ориентировочные значения коэффициентов $B_L = 1$, $D_L = 2,1$.

Определяем максимальное выпрямленное напряжение $U_{0\text{ макс}} = U_0 (1 + a_{\text{ макс}}) = 380 (1 + 0,1) = 420$. Из табл. 2.3 ориентировочно определяем параметры вентиля:

$$U_{\text{обр}} = 1,41 B_L U_{0\text{ макс}} = 1,41 \cdot 1 \cdot 420 = 590 \text{ В};$$

$$I_{\text{пр.ср}} = 0,5 I_0 = 0,5 \cdot 0,1 = 0,05 \text{ А};$$

$$I_{\text{пр}} = 0,5 D_L I_0 = 0,5 \cdot 2,1 \cdot 0,1 = 0,105 \text{ А};$$

$$S_{\text{тр}} = 0,707 B_L D_L P_0 = 0,707 \cdot 1 \cdot 2,1 \cdot 38 = 57 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

По вычисленным значениям $U_{\text{обр}}$, $I_{\text{пр.ср}}$ из табл. П4.1 в качестве вентиля выбираем диоды типа МД217. Для выбранных вентиля: $U_{\text{обр. макс}} = 800 \text{ В} > 590 \text{ В}$; $I_{\text{пр.ср. макс}} = 0,1 \text{ А} > 0,05 \text{ А}$; $1,57 I_{\text{пр.ср. макс}} = 0,157 \text{ А} > I_{\text{пр}} = 0,105 \text{ А}$; $U_{\text{пр.ср}} = 1 \text{ В}$.

Из (2.22) находим $r_{\text{пр}}$:

$$r_{\text{пр}} = U_{\text{пр.ср}} / I_{\text{пр.ср}} = 1 / 0,1 = 10 \text{ Ом.}$$

3. Из (2.10), (2.11) определяем $r_{\text{ТР}}$, L_s :

$$r_{\text{ТР}} = (2 \div 2,35) \frac{U_0 j}{I_0 f_c B} \sqrt[4]{\frac{f_c B j}{S_{\text{ТР}}}} = 2 \frac{380 \cdot 5}{0,1 \cdot 400 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{400 \cdot 1,2 \cdot 5}{57}} = 200 \text{ Ом};$$

$$L_s = (1,2 \div 2) \frac{U_0 \cdot 10^{-3}}{I_0 f_c B} \sqrt[4]{\frac{S_{\text{ТР}}}{f_c B}} = 1,2 \frac{380 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 400 \cdot 1,2} \sqrt[4]{\frac{57}{400 \cdot 1,2}} = 65 \cdot 10^{-3} \text{ Г};$$

$$B = 1,2 \text{ Т}; \quad j = 5 \text{ А/мм}^2;$$

$$x_{\text{ТР}} = 2 \pi f_c L_s = 2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 5,5 \cdot 10^{-3} = 12,5 \text{ Ом}.$$

4. Определяем сопротивление фазы

$$r = r_{\text{ТР}} + 2 r_{\text{ПР}} = 200 + 10 = 220 \text{ Ом}.$$

5. Из (2.16), (2.17) находим A_L и φ :

$$A_L = I_0 \pi r / m U_0 = 0,1 \cdot 3,14 \cdot 220 / 2 \cdot 380 = 0,09;$$

$$\varphi = \arctg \frac{x_{\text{ТР}}}{r} = \arctg \frac{12,5}{220} \approx 0^\circ.$$

6. Из рис. 2.18 — 2.20 найдем B_L , D_L , F_L при $\varphi = 0$: $B_L = 0,85$, $D_L = 2,5$, $F_L = 7,5$.

Определяем параметры трансформатора и вентилей (табл. 2.3):

$$E_2 = U_2 = B_L U_0 = 0,85 \cdot 380 = 324 \text{ В};$$

$$I_2 = 0,707 D_L I_0 = 0,707 \cdot 2,5 \cdot 0,1 = 0,176 \text{ А}; \quad U_1 = E_1 = 220 \text{ В};$$

$$I_1 = 0,707 D_L I_0 U_2 / U_1 = 0,707 \cdot 2,5 \cdot 0,1 \cdot 324 / 220 = 0,26 \text{ А};$$

$$S_2 = 0,707 B_L D_L P_0 = 0,707 \cdot 0,85 \cdot 2,5 \cdot 38 = 57 \text{ В} \cdot \text{А};$$

$$S_1 = S_2 = 57 \text{ В} \cdot \text{А}; \quad S_{\text{ТР}} = 57 \text{ В} \cdot \text{А}; \quad I_{\text{пр.ср}} = 0,5 I_0 = 0,05 \text{ А};$$

$$I_{\text{ПР}} = 0,5 D_L I_0 = 0,5 \cdot 2,5 \cdot 0,1 = 0,125 \text{ А} < 1,57 I_{\text{пр.ср.макс}} = 0,157 \text{ А};$$

$$U_{\text{обр}} = 1,41 B_L U_0 = 1,41 \cdot 0,85 \cdot 380 = 460 \text{ В} < U_{\text{обр.макс}} = 800 \text{ В};$$

$$I_{\text{ПР}m} = 0,5 F_L I_0 = 0,5 \cdot 7,5 \cdot 0,1 = 0,375 \text{ А}.$$

Выбранные предварительно диоды пригодны для работы в схеме.

7. Определяем U_{2m} и $I_{0 \text{ к.з}}$ и по рис. 2.25 строим внешнюю характеристику:

$$U_{0 \text{ х.х}} = U_{2m} = U_2 \sqrt{2} = 324 \sqrt{2} = 457 \text{ В},$$

$$I_{0 \text{ к.з}} = m U_{2m} / r = 2 \cdot 457 / 220 = 4,16 \text{ А}.$$

Внешняя характеристика выпрямителя изображена на рис. 2.27. Из (2.20) найдем r_0 :

$$r_0 = (U_{0 \text{ х.х}} - U_0) / I_0 = (457 - 380) / 0,1 = 770 \text{ Ом}.$$

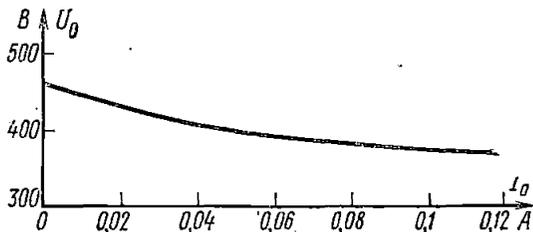


Рис. 2.27. Внешняя характеристика выпрямителя

Определяем $U_{0 \text{ х.х. макс}} = U_{0 \text{ х.х.}}(1 + a_{\text{макс}}) = 500 \text{ В}$.

8. Из рис. 2.22 по величине $A_L = 0,09$ и $\varphi = 0$ определяем $H = 25$.

Из (2.18) определяем величину емкости C :

$$C = H / K_{\text{П1}} r = 25 / 0,1 \cdot 220 = 1,15 \text{ мкФ.}$$

Определяем амплитуду первой гармоники выпрямленного напряжения:

$$U_{0 \text{ м1}} = U_0 H / r C = 380 \cdot 25 / 220 \cdot 1,15 = 38 \text{ В.}$$

Конденсатор выбираем по величинам: $U_{0 \text{ х.х. макс}} = 500 \text{ В}$, $U_{0 \text{ м1}} = 38 \text{ В}$, $C = 1,15 \text{ мкФ}$.

Выбираем конденсатор типа ОМБГ на номинальное напряжение 1000 В. Номинальная емкость 2 мкФ.

Из (2.18) уточняем величину $K_{\text{П1}}$:

$$K_{\text{П1}} = H / r C = 25 / 220 \cdot 2 = 0,057.$$

9. Определяем КПД выпрямителя из (2.21):

$$\eta = P_0 / (P_0 + P_{\text{тр}} + P_{\text{д}}) = 38 / (38 + 2,85 + 0,4) = 0,92;$$

$$P_{\text{тр}} = S_{\text{тр}} (1 - \eta_{\text{тр}}) = 57 (1 - 0,95) = 2,85 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{д}} = I_{\text{пр.ср}}^2 2 U_{\text{пр.ср}} N = 0,05 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 4 = 0,4 \text{ Вт.}$$

Г Л А В А Т Р Е Т Ь Я



Сглаживающие фильтры

3.1.

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

На выходе любого выпрямителя напряжение, кроме постоянной составляющей напряжения, содержит переменную составляющую, называемую пульсацией выходного напряжения. Эта пульсация напряжения столь значительна, что непосредственное питание нагрузки от выпрямителя возможно относительно редко (при зарядке аккумуляторных батарей, питания цепей сигнализации, электродвигателей и т. п.) там, где приемник энергии нечувствителен к переменной составляющей в кривой выпрямленного напряжения. При питании аппаратуры связи и радиоаппаратуры пульсация напряжения резко ухудшает, а чаще вообще нарушает работу питаемых устройств, внося дополнительные низкочастотные помехи.

Для уменьшения пульсации между выпрямителем и нагрузкой устанавливается специальное устройство, называемое сглаживающим фильтром и обычно состоящее из реактивных сопротивлений (индуктивностей и емкостей).

Переменная составляющая выпрямленного напряжения в общем случае представляет собой совокупность ряда гармоник с различными амплитудами, сдвинутых по отношению к первой на разные углы. При этом амплитуда первой гармоники имеет максимальную величину и во много раз превосходит амплитуды высших гармоник. Различные виды аппаратуры предъявляют различные требования к величине и характеру пульсации выпрямленно-

го напряжения. Для большинства радиотехнической аппаратуры качество сглаживания характеризуется величиной максимально допустимой амплитуды переменной составляющей. В этом случае фильтры следует рассчитывать на максимальное подавление основной гармоники, имея в виду, что гармоники более высоких частот будут сглаживаться фильтрами значительно более эффективно.

Основным параметром сглаживающих фильтров является коэффициент сглаживания. Коэффициентом сглаживания называется отношение коэффициента пульсации на входе фильтра к коэффициенту пульсации на выходе фильтра (по нагрузке):

$$q = K_{п.вх} / K_{п.вых}.$$

Коэффициент пульсации на входе фильтра определяется схемой выпрямления и вычисляется по формуле

$$K_{п.вх} = U_{0m1} / U_0 = K_{п1},$$

где U_{0m1} и U_0 — соответственно амплитуда первой гармоники и постоянная составляющая выпрямленного напряжения.

Коэффициент пульсации на выходе фильтра $K_{п.вых} = U_{01m1} / U_{01}$, где U_{01m1} и U_{01} — соответственно амплитуда первой гармоники и постоянная составляющая напряжения на нагрузке.

Коэффициент пульсации на выходе фильтра задается требованиями приемника энергии к питающему напряжению, а коэффициент пульсации на выходе выпрямителя известен после выбора схемы выпрямления и определения ее параметров. Отношение этих величин определит необходимый коэффициент сглаживания фильтра.

Кроме обеспечения необходимого коэффициента сглаживания, к фильтрам предъявляется еще ряд требований. К этим требованиям относятся: минимально возможное падение постоянной составляющей напряжения на элементах фильтра; минимальные габариты, масса и стоимость; отсутствие заметных искажений, вносимых в работу нагрузки; отсутствие недопустимых перенапряжений и выбросов тока при переходных процессах; высокая надежность.

Существующие схемы сглаживающих фильтров можно разделить на следующие группы:

- 1) фильтры, состоящие из одной емкости или одной индуктивности;
- 2) фильтры, состоящие из двух элементов (Γ -образные): индуктивно-емкостные (LC) и активно-емкостные (RC);
- 3) сложные фильтры: Π -образные (CLC , CRC) и многозвенные (LC , RC);
- 4) резонансные фильтры;
- 5) фильтры с компенсацией переменной составляющей на выходе;
- 6) электронные фильтры на транзисторах и электронных лампах.

3.2.

РАСЧЕТ ИНДУКТИВНО-ЕМКОСТНЫХ ФИЛЬТРОВ

Наиболее широко используют Г-образный индуктивно-емкостной фильтр (рис. 3.1а). Для сглаживания пульсации таким фильтром необходимо, чтобы емкостное сопротивление конденсатора для низшей частоты пульсации было много меньше сопротивле-

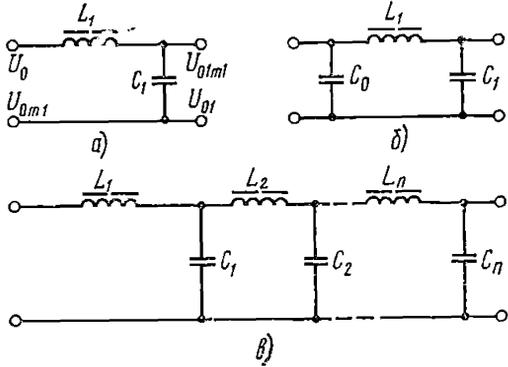


Рис. 3.1. Схемы индуктивно-емкостных фильтров: а — Г-образного; б — П-образного; в — многозвенного

ния нагрузки ($x_C \ll R_H$), а также много меньше индуктивного сопротивления дросселя для первой гармоники ($x_C \ll x_L$).

При выполнении этих условий, пренебрегая активным сопротивлением дросселя, коэффициент сглаживания Г-образного фильтра можно определить из выражения

$$q = \frac{K_{п.вх}}{K_{п.вых}} \approx \frac{U_{0m1}}{U_{01m1}} = (m\omega)^2 L_1 C_1 - 1, \quad (3.1)$$

где $\omega = 2\pi f_c$.

Коэффициент сглаживания q определяется отношением известных уже пульсаций на входе и выходе фильтра. Таким образом, необходимое произведение индуктивности и емкости, Г·Ф,

$$L_1 C_1 = (q + 1) / m^2 \omega^2. \quad (3.2)$$

Выражая L_1 в генри, а C_1 в микрофарадах, получим следующие расчетные формулы:

$$\text{для } f_c = 50 \text{ Гц } L_1 C_1 = 10 \cdot (q + 1) / m^2; \quad (3.3)$$

$$\text{для } f_c = 400 \text{ Гц } L_1 C_1 = 0,16 \cdot (q + 1) / m^2. \quad (3.4)$$

Определив из выражений (3.2)—(3.4) величину произведения $L_1 C_1$, необходимо найти величины L_1 и C_1 в отдельности.

Одним из основных условий выбора L_1 является обеспечение индуктивной реакции фильтра на выпрямитель. Индуктивная реакция необходима для большей стабильности внешней характеристики выпрямителя. Кроме этого, при индуктивной реакции фильтра меньше действующее значение токов в вентильях и обмотках трансформатора, а также меньше габаритная мощность трансформатора.

Для обеспечения индуктивной реакции фильтра необходимо найти критическое значение индуктивности обмотки дросселя $L_{кр}$ и выбрать $L_1 > L_{кр}$.

При $L_1 < L_{кр}$ ток в дросселе имеет прерывистый характер, при $L_1 > L_{кр}$ ток в дросселе непрерывен, при $L_1 = L_{кр}$ амплитуда тока дросселя равна его постоянной составляющей

$$L_{кр} = \frac{2U_0}{(m^2 - 1) m \omega I_0} = \frac{2R_H}{(m^2 - 1) m \omega} . \quad (3.5)$$

Определив из (3.5) величину $L_{кр}$ и выбрав $L_1 > L_{кр}$, можно найти значение емкости C_1 . Если нагрузка на выходе фильтра непостоянна, можно определить величину емкости C_1 , задавшись допустимым выбросом напряжения на выходе фильтра ΔU_{01} при уменьшении тока нагрузки:

$$C_1 \geq \frac{\Delta I_0}{\Delta U_{01}} \sqrt{L_1 C_1},$$

где ΔI_0 — величина изменения тока нагрузки на выходе фильтра; ΔU_{01} — допустимый выброс напряжения на выходе фильтра.

Определив величину C_1 , можно найти L_1 . При этом необходимо, чтобы $L_1 > L_{кр}$. В тех случаях, когда нагрузка на выходе фильтра имеет импульсный характер, величина емкости C_1 оказывает существенное влияние на степень искажения формы импульсов тока. На рис. 3.2 показан характер изменения тока при импульсной нагрузке

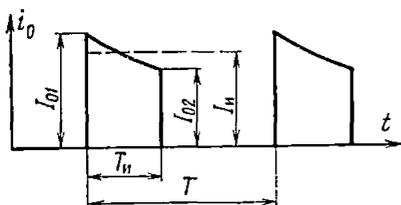


Рис. 3.2. Графики изменения тока на выходе фильтра при импульсной нагрузке

ном изменении сопротивления нагрузки. Степень искажения формы импульсов тока характеризуется коэффициентом искажения $K_i = (I_{01} - I_{02}) / 2I_H$, где I_{01} , I_{02} — максимальное и минимальное значения тока в импульсе; I_H — среднее значение тока за время его импульса.

Если величина K_i задана, величину емкости можно найти из выражения

$$C_1 > \frac{T_H}{R_H \ln \frac{1}{1 - 2K_i}},$$

где T_H — длительность импульса тока нагрузки.

Зная произведение $L_1 C_1$, можно определить индуктивность дросселя L_1 , проверив выполнение неравенства $L_1 > L_{кр}$.

При проектировании фильтра необходимо также обеспечить такое соотношение реактивных сопротивлений дросселя и конден-

сатора, при которых не могли бы возникнуть резонансные явления на частоте пульсации выпрямленного напряжения и частоте изменения тока нагрузки.

Если нагрузка постоянна, то условием отсутствия резонанса является $\omega_0 \leq m\omega/2$, где ω_0 — собственная частота фильтра, равная $1/\sqrt{LC}$. Это условие всегда выполняется при $q > 3$. Если ток нагрузки изменяется с частотой ω_n , то условие отсутствия резонанса можно записать в виде

$$\omega_0 \leq \omega_n/2 = k\omega/2, \quad (3.6)$$

где ω_n — частота изменения тока нагрузки; $k = \omega_n/\omega$.

Условие (3.6) выполняется, если

$$q \geq (2m/k)^2 - 1. \quad (3.7)$$

Если при расчете фильтра окажется, что заданное значение q меньше величины ξ , полученной из выражения (3.7), то необходимо увеличить произведение $L_1 C_1$. Зная L_1 , можно рассчитать дроссель фильтра или выбрать стандартный из табл. ПЗ.1 приложения. По найденной из расчета величине C_1 можно выбрать из приложения П5 конденсатор. При выборе конденсатора необходимо, чтобы мгновенное значение напряжения на нем в любой момент времени не превышало его номинального напряжения. Для этого конденсатор следует выбрать на напряжение холостого хода выпрямителя при максимальном напряжении сети, увеличенное на 15—20%. Это необходимо с целью обеспечения надежной работы конденсаторов при перенапряжениях, возникающих при включении выпрямителя. Необходимо также, чтобы амплитуда переменной составляющей напряжения на емкости не превышала предельно допустимой величины для выбранного типа конденсатора.

Фильтр рис. 3.1б можно представить в виде двухзвенного, состоящего из емкостного фильтра с емкостью C_0 и Г-образного с L_1 и C_1 . При расчете П-образного фильтра величина емкости C_0 и величина коэффициента пульсации напряжения на емкости $K_{пс0}$ известны из расчета выпрямителя.

Коэффициент сглаживания Г-образного звена фильтра равен отношению коэффициентов пульсации напряжения на емкости $K_{п.вх} = K_{пс0}$ и на сопротивлении нагрузки $K_{п.вых}$. Зная коэффициент сглаживания Г-образного звена из выражений (3.2) — (3.4), можно определить произведение $L_1 C_1$.

Известно, что в П-образном фильтре наибольшая величина коэффициента сглаживания достигается при равенстве емкостей C_0 и C_1 . Принимая $C_0 = C_1$, определяем индуктивность дросселя L_1 .

Проверять условие $L_1 > L_{кр}$ в П-образном фильтре нет необходимости.

Сравнивая П-образный фильтр с Г-образным, необходимо отметить следующее: при П-образном фильтре ухудшаются условия работы вентиляей; увеличивается габаритная мощность трансформатора; внешняя характеристика выпрямителя имеет более падающий характер; коэффициент сглаживания П-образного фильтра

больше; выпрямленное напряжение при П-образном фильтре несколько больше, чем при Г-образном (при одинаковых напряжениях на вторичной обмотке трансформатора).

При необходимости обеспечения большого коэффициента сглаживания целесообразно применять многозвенный фильтр (рис. 3.1а). Коэффициент сглаживания такого фильтра

$$q = \frac{K_{п.вх}}{K_{п.вых}} = \frac{K_{п.вх}}{K_{пс_1}} \frac{K_{пс_1}}{K_{пс_2}} \dots \frac{K_{пс_{(n-1)}}}{K_{п.вых}},$$

так как отношение коэффициентов пульсации на входе и выходе каждого звена определяет коэффициент сглаживания этого звена, т. е. $K_{п.вх}/K_{пс_1} = q_1$, $K_{пс_1}/K_{пс_2} = q_2$, $K_{пс_{(n-1)}}/K_{п.вых} = q_n$. Если все звенья фильтра состоят из одинаковых элементов ($L_1 = L_2 = \dots = L_n$; $C_1 = C_2 = \dots = C_n$), что наиболее целесообразно, то $q_1 = q_2 = \dots = q_n$ и

$$q = q_{зв}^n = (m\omega)^{2n} (L_{зв}C_{зв})^n, \quad (3.8)$$

где $q_{зв}$ — коэффициент сглаживания каждого звена; $L_{зв}$, $C_{зв}$ — соответственно индуктивность и емкость каждого звена; n — число звеньев.

Из выражения (3.8) можно определить произведение, $\Gamma \cdot \Phi$,

$$L_{зв}C_{зв} = \sqrt[n]{q/(m\omega)^{2n}}. \quad (3.9)$$

Выбор числа звеньев фильтра n производится либо из условия его наименьшей стоимости, либо из условия минимума его суммарной индуктивности ($L_{\Sigma} = L_1 + L_2 + \dots + L_n$) и его суммарной емкости ($C_{\Sigma} = C_1 + C_2 + \dots + C_n$).

В [1] показано, что, исходя из условия наименьшей стоимости, двухзвенный фильтр целесообразно применять при $q \geq 40 \div 50$, трехзвенный — при $q > 1500 \div 1700$.

Второе условие [1] реализуется при

$$n_{\text{опт}} \approx 1,15 \lg q. \quad (3.10)$$

В этом случае двухзвенный фильтр выгодно использовать при $q \geq 20$, а трехзвенный — при $q \geq 160$.

Определить величины емкости $C_{зв}$ и индуктивности $L_{зв}$ можно, исходя из обеспечения индуктивной реакции фильтра и величины допустимого выброса напряжения на выходе фильтра при сбросе нагрузки. В первом случае из (3.5) определяем $L_{кр}$ и принимаем $L_{зв} \geq L_{кр}$, а затем находим величину $C_{зв}$. Во втором случае величину $C_{зв}$ можно определить из следующего выражения:

$$C_{зв} = \Delta I_0 \sqrt{n} \sqrt[n]{q} / m \omega \Delta U_{01},$$

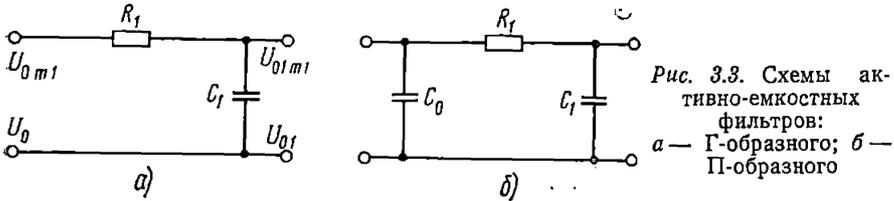
где ΔI_0 — величина изменения тока нагрузки фильтра; ΔU_{01} — допустимый выброс напряжения на выходе фильтра.

Зная $C_{зв}$ и произведение $L_{зв}C_{зв}$, найдем $L_{зв}$.

3.3.

РАСЧЕТ АКТИВНО-ЕМКОСТНЫХ ФИЛЬТРОВ

В выпрямительных устройствах малой мощности в некоторых случаях применяются фильтры, состоящие из активного сопротивления и емкости (рис. 3.3). В таком фильтре создается относительно большое падение напряжения и имеют место значительные



потери энергии на резисторе R_1 , но габариты и стоимость такого фильтра меньше, чем индуктивно-емкостного.

Коэффициент сглаживания RC -фильтра (рис. 3.3а) равен

$$q = 1 + (m \omega R_s C_1)^2 = m \omega R_s C_1, \quad (3.11)$$

где $R_s = R_n R_1 / (R_n + R_1)$.

Выражая в (3.11) сопротивление в омах, а C в микрофарадах, получим следующие расчетные формулы:

$$\text{для } f_c = 50 \text{ Гц} \quad R_1 C_1 R_n / (R_n + R_1) \approx 3200 \frac{q}{m};$$

$$\text{для } f_c = 400 \text{ Гц} \quad R_1 C_1 R_n / (R_n + R_1) \approx 400 \frac{q}{m}.$$

Значение сопротивления резистора фильтра R_1 определяется исходя из оптимальной величины его коэффициента полезного действия. Оптимальное значение КПД лежит в пределах от 0,6 до 0,8. При значении КПД, равном 0,8,

$$R_1 = 0,25 R_n. \quad (3.12)$$

Значения емкости конденсатора C_1 , мкФ; определяются из выражений:

$$\left. \begin{array}{l} \text{для } f_c = 50 \text{ Гц} \quad C_1 = 16 I_0 q / U_0 m; \\ \text{для } f_c = 400 \text{ Гц} \quad C_1 = 2 I_0 q / U_0 m, \end{array} \right\} \quad (3.13)$$

где I_0 — ток нагрузки, мА.

При величине $R_1 = 0,25 R_n$ напряжение на входе фильтра $U_0 = 1,25 U_{01}$.

Расчет П-образного активно-емкостного фильтра (рис. 3.3б) производится так, как в случае П-образного CLC -фильтра, путем разделения этого фильтра на емкостной и Г-образный LC -фильтры.

3.4. ЭЛЕКТРОННЫЕ ФИЛЬТРЫ

Как было отмечено, наиболее широко применяются индуктивно-емкостные фильтры. Однако наряду с положительными качествами таких фильтров им присущи и недостатки. В таких фильтрах возникают переходные процессы, усложняющие работу как потребителя, так и источника питания, дроссели фильтров имеют большие габариты и массу, а их индуктивность и, следовательно, коэффициенты сглаживания зависят от нагрузки. Кроме того, поля рассеяния дросселя часто являются источником помех для радиоприемной и измерительной аппаратуры.

От ряда перечисленных недостатков свободны электронные фильтры, в которых дроссель заменяется электронной лампой или транзистором.

Если на анодной характеристике пентода (или лучевого тетрода) рабочая точка A будет выбрана на пологом участке (рис. 3.4а), то сопротивление лампы переменному току $r_{\text{длф}}$ будет мно-

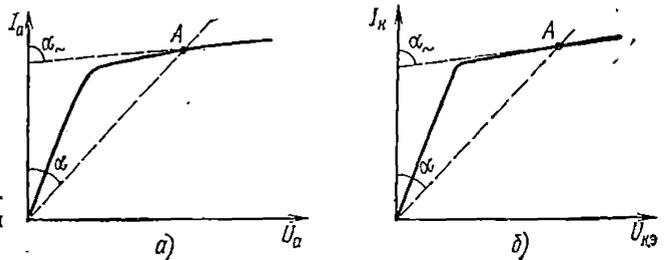


Рис. 3.4. Характеристики пентода (а) и транзистора (б)

го больше ее сопротивления постоянному току $R_{\text{стат}}$. Следовательно, при включении такой лампы последовательно с нагрузкой она будет обладать теми же свойствами, что и дроссель, т. е. в сильной степени задерживать переменную составляющую и в малой степени — постоянную. Однако ламповые фильтры имеют относительно малый срок службы, невысокую надежность и неэкономичны, вследствие чего их применение крайне ограничено.

При выборе рабочей точки A транзистора на пологом участке коллекторной характеристики (рис. 3.4б) он также будет обладать сопротивлением для переменной составляющей, значительно большим, чем для постоянной, и может быть использован вместо дросселя в фильтре.

Транзисторные фильтры находят широкое применение и позволяют обеспечить небольшие значения переменной составляющей (пульсации) выпрямленного напряжения на нагрузке. Транзисторы сглаживающих фильтров могут быть включены либо последовательно, либо параллельно сопротивлению нагрузки. При последовательном относительно нагрузки включении транзистора для уменьшения потерь мощности на нем следует уменьшить среднее значение напряжения на транзисторе. При этом, однако, приходит-

ся снижать амплитуду пульсации выпрямленного напряжения, поступающего на транзисторный фильтр, что требует увеличения коэффициента сглаживания предварительного фильтра выпрямителя. Применение транзисторных фильтров на выходе однофазных выпрямителей без предварительного фильтра невозможно. Последовательные транзисторные фильтры находят применение в выпрямителях с выходным напряжением до 300—400 В.

Простейшая схема транзисторного фильтра изображена на рис. 3.5. На вход транзисторного фильтра от выпрямителя через промежуточный фильтр поступает постоянное, предварительно сглаженное напряжение.

Транзисторный фильтр представляет собой эмиттерный повторитель, на вход которого подается постоянное напряжение с выхо-

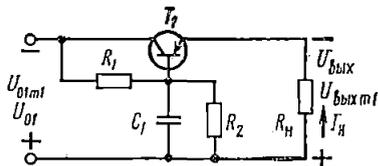


Рис. 3.5. Схема транзисторного фильтра с однозвенным фильтром

да R_1C_1 -фильтра. Амплитуда переменной составляющей выходного напряжения $U_{\text{вых } m1}$ равна геометрической сумме двух составляющих. Одна из них возникает за счет передачи пульсации со входа фильтра через цепь коллектор — эмиттер транзистора на нагрузку. Вторая составляющая поступает на нагрузку с выхода R_1C_1 -фильтра. Переменные составляющие сдвинуты по фазе на угол, приблизительно равный 90° .

Считая, что угол сдвига переменных составляющих равен 90° , амплитуда пульсации выходного напряжения

$$U_{\text{вых } m1} = \sqrt{\left(\frac{U_{01m1}}{K_1}\right)^2 + \left(\frac{U_{01m1}}{m\omega R_1 C_1}\right)^2}, \quad (3.14)$$

где U_{01m1} — амплитуда пульсации на входе фильтра; K_1 — коэффициент усиления транзистора T_1 по напряжению:

$$K_1 = h_{21\beta} r_{\text{к1}} / h_{11\beta}, \quad (3.15)$$

где $h_{21\beta}$ — статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером; $r_{\text{к1}}$ — сопротивление коллектора в схеме с общим эмиттером; $h_{11\beta}$ — входное сопротивление транзистора T_1 в схеме с общим эмиттером в режиме большого сигнала.

Постоянная составляющая напряжения на выходе фильтра $U_{\text{вых}}$ равна напряжению на резисторе R_2 , т. е.

$$U_{\text{вых}} = U_{R_2} = U_{01} R_2 / (R_1 + R_2). \quad (3.16)$$

На основании (3.14), (3.16) получим выражение для коэффициента сглаживания фильтра

$$q = \frac{K_{\text{п. вых}}}{K_{\text{п. вх}}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{K_1^2} + \frac{1}{(m\omega R_1 C_1)^2}}} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}. \quad (3.17)$$

Выходное сопротивление транзисторного фильтра по постоянному току r_i равно выходному сопротивлению эмиттерного повторителя, и его величина в значительной степени зависит от сопротивлений резисторов фильтра R_1, R_2 :

$$r_i = (h_{21э1} + R_2 \parallel R_1) / (h_{21э1} + 1). \quad (3.18)$$

Для уменьшения выходного сопротивления необходимо по возможности уменьшать сопротивления резисторов (R_1, R_2), что приведет к уменьшению коэффициента сглаживания фильтра и вызовет необходимость увеличивать емкость конденсатора.

Для увеличения коэффициента сглаживания транзисторного фильтра однозвенный RC -фильтр заменяют двухзвенным (рис. 3.6). Амплитуду переменной составляющей выходного напряжения и

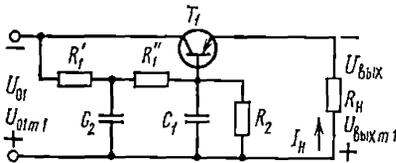


Рис. 3.6. Схема транзисторного фильтра с двухзвенным фильтром

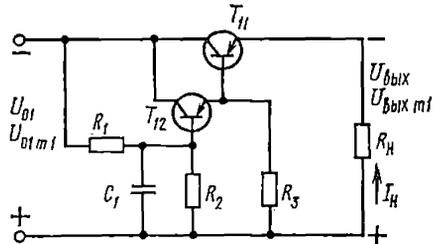


Рис. 3.7. Схема транзисторного фильтра на составном транзисторе

коэффициент сглаживания можно приближенно определить из (3.14), пренебрегая вторым членом в подкоренном выражении:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых} \text{ м1}} &\approx U_{01 \text{ м1}} / K_1; \\ q &\approx \frac{R_2}{R'_1 + R''_1 + R_2} K_1. \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

Постоянная составляющая выходного напряжения и выходное сопротивление определяются из (3.16), (3.18), где $R_1 = (R'_1 + R''_1)$. Величины сопротивлений резисторов RC -фильтра R_1, R_2 выбираются из условия получения минимального напряжения коллектор — эмиттер транзистора T_1 и обеспечения минимального выходного сопротивления фильтра r_i . При токах нагрузки, достигающих десятых долей ампера, сопротивление резистора R_1 оказывается малым, что требует установки конденсаторов большой емкости.

Для увеличения сопротивления резистора R_1 и уменьшения емкости конденсаторов фильтра применяют составной транзистор (рис. 3.7). Применение составного транзистора дает возможность согласовать низкоомную нагрузку с высокоомным RC -фильтром. Через резистор фильтра R_1 будет протекать ток резистора R_2 и ток базы транзистора T_{12} , равный $I_H / h_{21э11} h_{21э12}$. Так как ток транзистора T_{12} мал, то величина сопротивления R_1 будет достаточно большой и величину емкости конденсатора C_1 можно значительно уменьшить. Резистор R_3 в схеме рис. 3.7 необходим для обеспече-

ния нормального режима по току транзистора T_{12} при малых токах нагрузки и повышенной окружающей температуре.

Параметры фильтра на составном транзисторе можно определить из (3.14), (3.16), (3.17) в случае, если RC -фильтр однозвенный, и из (3.19), если RC -фильтр двухзвенный. При определении параметров в указанные выражения необходимо вместо K_1 подставить K_c — коэффициент усиления составного транзистора по напряжению:

для двойного составного транзистора

$$K_{c(2)} = K_{11}K_{12}/(K_{11} + K_{12}); \quad (3.20)$$

для тройного составного транзистора

$$K_{c(3)} = K_{11}K_{12}K_{13}/(K_{11}K_{12} + K_{11}K_{13} + K_{12}K_{13}), \quad (3.21)$$

где K_{11} , K_{12} , K_{13} — коэффициенты усиления транзисторов T_{11} , T_{12} , T_{13} по напряжению соответственно.

Внутреннее сопротивление фильтра на составном транзисторе можно приближенно получить из следующих выражений:

в случае применения двойного составного транзистора

$$r_{i(2)} = \frac{h_{11\beta 11}}{h_{21\beta 11}} + \frac{h_{11\beta 12}}{h_{21\beta 12}h_{21\beta 11}} + \frac{R_1 \parallel R_2}{h_{21\beta 12}h_{21\beta 11}}; \quad (3.22)$$

в случае применения тройного составного транзистора

$$r_{i(3)} = \frac{h_{11\beta 11}}{h_{21\beta 11}} + \frac{h_{11\beta 12}}{h_{21\beta 11}h_{21\beta 12}} = \frac{h_{11\beta 13} + R_1 \parallel R_2}{h_{21\beta 11}h_{21\beta 12}h_{21\beta 13}}. \quad (3.23)$$

В выражениях (3.22), (3.23): $h_{11\beta 11}$, $h_{11\beta 12}$, $h_{11\beta 13}$ — входные сопротивления транзисторов T_{11} , T_{12} , T_{13} в схеме с общим эмиттером; $h_{21\beta 11}$, $h_{21\beta 12}$, $h_{21\beta 13}$ — статические коэффициенты передачи тока в схеме с общим эмиттером транзисторов T_{11} , T_{12} , T_{13} ; знак \parallel означает параллельное включение резисторов R_1 , R_2 .

Если вместо емкости C в схему транзисторного фильтра включить стабилитрон D_2 (рис. 3.8), обладающий малым динамическим

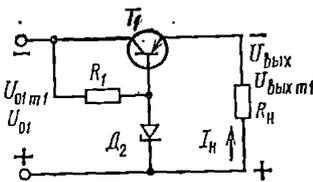


Рис. 3.8. Схема транзисторного фильтра со стабилитроном

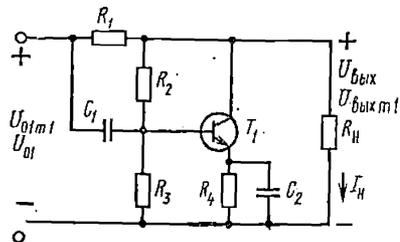


Рис. 3.9. Схема параллельного транзисторного фильтра

сопротивлением, то такая схема будет сглаживать пульсацию напряжения подобно рассмотренным выше с таким же коэффициентом сглаживания. В отличие от ранее рассмотренных схем, эта схе-

ма обладает стабилизирующими свойствами, поддерживая напряжение на нагрузке неизменным с определенной степенью точности при конечных изменениях напряжения на выходе выпрямителя U_{01} , так как потенциал базы транзистора неизменен относительно плюсовой шины по постоянной составляющей напряжения.

При низких выпрямленных напряжениях (до нескольких десятков вольт) для сглаживания пульсаций применяют транзисторные фильтры с параллельным относительно нагрузки включением транзистора (рис. 3.9). С помощью делителя R_2, R_3 устанавливают рабочую точку на характеристике транзистора, задавая некоторое минимальное среднее значение тока через него. Резистор R_4 и шунтирующая его емкость C_2 являются целью автоматического смещения транзистора. Резистор R_1 является гасящим, падение напряжения на котором от переменной составляющей тока компенсирует пульсацию напряжения, поступающую на вход фильтра. Конденсатор C_1 служит для передачи на вход транзистора переменной составляющей выпрямленного напряжения со входа электронного фильтра. Амплитуда переменной составляющей тока через транзистор T_1 должна быть меньше минимального среднего значения тока транзистора. Чем меньшим выбрано значение минимального тока через транзистор, тем большим должно быть сопротивление резистора R_1 и тем ниже КПД фильтра. Рассмотрим работу схемы фильтра.

Переменная составляющая выпрямленного напряжения через конденсатор C_1 подается на резистор R_3 , изменяя потенциал базы транзистора в фазе с изменением входного напряжения. Это приводит к изменению сопротивления транзистора и переменной составляющей тока через него и в гасящем резисторе R_1 , вследствие чего меняется падение напряжения на нем от переменной составляющей тока. Так, при положительной полуволне пульсации напряжения на входе фильтра повышается потенциал базы транзистора и увеличивается переменная составляющая тока транзистора. При этом падение напряжения на резисторе R_1 возрастает, компенсируя пульсацию напряжения на входе фильтра, так что на выходе фильтра пульсация напряжения окажется незначительной, коэффициент сглаживания пульсации в этой схеме зависит от крутизны характеристики транзистора, от величины сопротивления резистора R_1 и от величины емкостей конденсаторов C_1 и C_2 . Чем большими будут эти величины, тем большим окажется коэффициент сглаживания.

Недостатком параллельного транзисторного фильтра является значительное изменение среднего значения тока через транзистор при изменении выпрямленного напряжения на входе фильтра. Это приводит к увеличению мощности, рассеиваемой на транзисторе, и, следовательно, к снижению КПД устройства.

Порядок расчета последовательных транзисторных фильтров (см. рис. 3.5—3.7).

Исходными данными для расчета являются: номинальное значение выходного напряжения $U_{\text{вых}}$, V ; максимальный ток нагрузки

$I_{н}$, А; минимальный ток нагрузки $I_{н. мин}$, А; амплитуда переменной составляющей выходного напряжения $U_{вых. m1}$; частота пульсации $f_{ц}$ Гц (частота сети f_c); схема выпрямления, а следовательно, число фаз m ; относительные отклонения напряжения сети в сторону увеличения $a_{макс}$ и уменьшения $a_{мин}$; максимальная температура окружающей среды.

1. Определяем минимальное и максимальное напряжения на выходе фильтра $U_{вых. мин}$, $U_{вых. макс}$:

$$U_{вых. мин} = U_{вых} (1 - a_{мин});$$

$$U_{вых. макс} = U_{вых} (1 + a_{макс}).$$

2. Задавшись ориентировочно амплитудой переменной составляющей на входе фильтра $U_{01 m1}$, определяем минимальное значение входного напряжения:

$$U_{01 мин} = U_{вых. мин} + U_{к.эл1 мин} + U_{01 m1}.$$

Минимальное напряжение коллектор — эмиттер транзистора T_1 принимаем равным 2—3 В для германиевых транзисторов и 3—5 В для кремниевых. После выбора транзистора величину минимального напряжения необходимо уточнить по выходным характеристикам.

Величину $U_{01 m1}$ принимаем равной (0,03—0,05) ($U_{вых. мин} + U_{к.эл1 мин}$).

3. Определяем номинальное и максимальное значения напряжения на входе фильтра:

$$U_{01} = U_{01 мин} / (1 - a_{мин});$$

$$U_{01 макс} = U_{01} (1 + a_{макс}).$$

4. Определяем максимальное напряжение коллектор — эмиттер транзистора T_{11} , его максимальный коллекторный ток и максимальную рассеиваемую мощность:

$$U_{к.эл1 макс} = U_{01 макс} - U_{вых. макс};$$

$$I_{к11 макс} \approx I_{н};$$

$$P_{к11} = U_{к.эл1 макс} \cdot I_{к11 макс}.$$

По величинам $U_{к.эл1 макс}$, $I_{к11 макс}$ и $P_{к11}$ выбираем из справочника или приложения транзистор T_{11} и находим его параметры.

Определяем максимально допустимую мощность, которую может рассеять выбранный транзистор без радиатора,

$$P_{к. макс} = (\theta_{пер. макс} - \theta_{окр. макс}) / R_{т},$$

где $\theta_{пер. макс}$ — максимальная температура коллекторного перехода; $\theta_{окр. макс}$ — температура окружающей среды; $R_{т}$ — общее тепловое сопротивление транзистора (переход—окружающая среда), °С/Вт.

Если $P_{к11} > P_{к11 макс}$, необходимо произвести расчет радиатора или выбрать по тепловым характеристикам стандартный радиатор (см. § 4.4).

5. Определяем максимальный и минимальный токи базы транзистора:

$$I_{\text{б11макс}} = I_{\text{к11макс}}/h_{21\text{э11мин}}; \quad I_{\text{б11мин}} = I_{\text{к11мин}}/h_{21\text{э11макс}},$$

где $h_{21\text{э11макс}}$, $h_{21\text{э11мин}}$ — максимальный и минимальный статические коэффициенты передачи тока транзистора T_{11} в схеме с общим эмиттером; $I_{\text{к11мин}} = I_{\text{н.мин}}$ — минимальный ток коллектора транзистора T_{11} .

Если максимальный ток базы транзистора T_{11} больше 3—5 мА, необходимо применить составной транзистор, т. е. включить в схему транзистор T_{12} .

6. Для выбора транзистора T_{12} необходимо определить величину сопротивления резистора R_3 и найти его параметры $U_{\text{к.э12макс}}$; $I_{\text{к12макс}}$; $P_{\text{к12}}$.

Величина сопротивления резистора R_3 должна быть такой, чтобы выполнялось неравенство

$$(I_{\text{к.б.о1макс}} - I_{\text{б11мин}}) \leq I_{R_3}.$$

Если $I_{\text{б11мин}} > I_{\text{к.б.о1макс}}$, то сопротивление R_3 можно не ставить:

$$R_3 \leq U_{\text{вых.мин}}/I_{R_3}.$$

Максимальный и минимальный токи коллектора транзистора равны:

$$I_{\text{к12макс}} = I_{\text{б11макс}} + U_{\text{вых.макс}}/R_3;$$

$$I_{\text{к12мин}} = I_{\text{б11мин}} + U_{\text{вых.мин}}/R_3.$$

Максимальное напряжение коллектор — эмиттер транзистора T_{12} приблизительно равно максимальному напряжению коллектор — эмиттер транзистора T_{11} . Мощность $P_{\text{к12}} = U_{\text{к.э12макс}} I_{\text{к12макс}}$.

Выбираем тип транзистора T_{12} по величинам $U_{\text{к.э12макс}}$; $I_{\text{к12макс}}$; $P_{\text{к12}}$. Определяем его максимально допустимую мощность $P_{\text{к12макс}}$, как было показано выше. Если $P_{\text{к12}} > P_{\text{к12макс}}$, производим расчет радиатора или выбираем стандартный.

Определяем максимальный и минимальный токи базы транзистора T_{12} . Если максимальный ток базы транзистора больше 3—5 мА, необходимо включить в схему третий транзистор. Число транзисторов, входящих в составной, необходимо выбирать из условия, чтобы ток базы последнего был меньше 3—5 мА.

7. Определяем величины сопротивления резисторов фильтра R_1 , R_2 . Для этого задаем величиной тока через резистор R_1 . Ток через резистор R_1 принимаем равным на порядок больше тока базы составного транзистора ($I_{R_1} \approx 10 I_{\text{б.с}}$): $R_1 \leq (U_{01\text{мин}} - U_{\text{вых.мин}})/I_{R_1}$; $R_2 \leq U_{\text{вых}} R_1 / (U_{01} - U_{\text{вых}})$.

8. Определяем коэффициенты усиления K_{11} , K_{12} , K_{13} транзисторов T_{11} , T_{12} , T_{13} (3.15). При определении коэффициента усиления величина сопротивления $r_{\text{к}}$ определяется из выходных характеристик транзистора (см. § 4.4 и табл. 4.5).

Из (3.20), (3.21) определяем коэффициент усиления по напряжению составного транзистора K_c .

9. Величину емкости конденсатора C_1 определяем из условия, чтобы вторая составляющая в подкоренном выражении (3.14) была меньше первой:

$$C_1 \gg K_1/m \omega R_1.$$

10. Из выражения (3.14) определяем амплитуду пульсации выходного напряжения $U_{\text{вых}m1}$. Если величина $U_{\text{вых}m1}$ будет больше заданной, то необходимо применить двухзвенный фильтр. В случае применения двухзвенного фильтра величина $U_{\text{вых}m1}$ определяется из (3.19). Если применение двухзвенного фильтра также не обеспечивает получение заданной величины $U_{\text{вых}m1}$, то необходимо уменьшить амплитуду пульсации на входе фильтра.

11. Из выражений (3.18), (3.22), (3.23) определяем величину выходного сопротивления фильтра.

12. Коэффициент полезного действия фильтра $\eta = U_{\text{вых}}/U_{01}$.

3.5.

ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

1. Расчет Г-образного LC-фильтра (рис. 3.1а).

Исходные данные: $U_0=20$ В; $I_0=1$ А; $I_{0\text{мин}}=0,5$ А; $U_{01m1}=1$ В; выпрямитель собран по мостовой схеме ($m=2$); $U_{0m1}=15$ В; частота $f_c=400$ Гц; $a_{\text{макс}}=a_{\text{мин}}=0,1$.

Определяем коэффициент сглаживания фильтра (3.1)

$$q = U_{0m1}/U_{01m1} = 15/1 = 15.$$

Из выражения (3.4) найдем произведение L_1C_1 :

$$L_1C_1 = \frac{0,16(q+1)}{m^2} = \frac{0,16(15+1)}{2^2} = 0,64 \text{ Г} \cdot \text{мкФ}.$$

Из (3.5) определяем величину $L_{\text{кр}}$, при которой обеспечивается индуктивная реакция фильтра:

$$L_{\text{кр}} = \frac{2U_{01\text{макс}}}{(m^2-1)m\omega I_{0\text{мин}}} = \frac{2 \cdot 22}{(2^2-1)2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 0,5} = 0,0059 \text{ Г};$$

$$U_{01\text{макс}} = U_0(1+a_{\text{макс}}) = 22 \text{ В}.$$

Из приложения ПЗ.1 по величине тока $I_0=1$ А и $L_{\text{кр}}=0,0059$ Г выбираем стандартный дроссель Д68 с индуктивностью $L_1=0,008$ Г.

Определяем величину емкости C_1 :

$$C_1 = L_1C_1/L_1 = 0,64/0,008 = 80 \text{ мкФ}.$$

Выбираем конденсатор типа К50-3Б-50В-100 мкФ. При выборе конденсатора по напряжению учитываем, что максимальное напряжение на нем равно $U_{01\text{макс}}=22$ В.

Проверяем выбранный конденсатор по величине переменной составляющей. Максимальная амплитуда переменной составляющей

напряжения для конденсаторов типа К50-ЗБ при частоте пульсации 800 Гц равна 1,3% его номинального напряжения, т. е. 0,65 В, что меньше величины $U_{01m1} = 1$ В. Следовательно, необходимо выбрать конденсатор на большую величину рабочего напряжения. В качестве C_1 выбираем конденсатор типа К50-ЗБ-100 мкФ-160 В.

Из (3.1) уточняем величины q и U_{01m1} :

$$q = (m\omega)^2 L_1 C_1 - 1 = (2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 400)^2 0,008 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 20;$$

$$U_{01m1} = 15/20 = 0,75 \text{ В.}$$

2. Расчет многозвенного LC-фильтра (рис. 3.1б).

Исходные данные: $U_0 = 20$ В; $I_0 = 1$ А; $I_{0\text{ мин}} = 0,5$ А; $K_{п. \text{ вых}} = 0,01$; $m = 2$; $K_{п. \text{ вх}} = 0,67$; $f_c = 50$ Гц; $\alpha_{\text{ макс}} = \alpha_{\text{ мин}} = 0,1$.

Определяем коэффициент сглаживания

$$q = K_{п. \text{ вх}} / K_{п. \text{ вых}} = 0,67/0,01 = 67.$$

Из (3.10) определяем оптимальное число звеньев $n_{\text{ опт}} = 1,151 \lg q = 1,151 \lg 67 = 2,1$.

Принимаем $m = 2$.

Из (3.9) определяем произведение $L_{зв} C_{зв}$:

$$L_{зв} C_{зв} = \sqrt[n]{\frac{q}{(m\omega)^{2n}}} = \sqrt[2]{\frac{67}{(2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50)^{2 \cdot 2}}} = 20,6 \cdot 10^{-6} \text{ Г} \cdot \text{Ф}.$$

Из (3.5) определяем $L_{кр}$:

$$L_{кр} = \frac{2U_{01\text{ макс}}}{(m^2 - 1) m \omega I_{0\text{ мин}}} = \frac{2 \cdot 22}{(2^2 - 1) 2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,5} = 0,0234 \text{ Г};$$

$$U_{01\text{ макс}} = U_{01} (1 + \alpha_{\text{ макс}}) = 20 (1 + 0,1) = 22 \text{ В.}$$

По величинам $L_{кр} = 0,0234$ Г и $I_0 = 1$ А выбираем стандартный дроссель Д62 с индуктивностью 0,02 Г.

Определяем величину емкости $C_{зв}$:

$$C_{зв} = L_{зв} C_{зв} / L_{зв} = 20,6 \cdot 10^{-6} / 0,02 = 1030 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 1030 \text{ мкФ}.$$

Конденсаторы фильтра выбираем так же, как и в предыдущем примере.

3. Расчет Г-образного RC-фильтра (рис. 3.3а).

Исходные данные: $U_{01} = 700$ В; $I_0 = 20$ мА; $I_{0\text{ мин}} = 10$ мА; $K_{п. \text{ вых}} = 0,03$; $m = 2$; $K_{п. \text{ вх}} = 0,67$; $f_c = 50$ Гц; $\alpha_{\text{ макс}} = \alpha_{\text{ мин}} = 0,1$.

Определяем величину $q = K_{п. \text{ вх}} / K_{п. \text{ вых}} = 0,67/0,03 = 22$.

Определяем максимальное и минимальные значения сопротивления нагрузки $R_{н}$ и $R_{н. \text{ мин}}$:

$$R_{н} = U_{01} / I_0 = 700 / 20 \cdot 10^{-3} = 35 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R_{н. \text{ макс}} = U_{01} / I_{0\text{ мин}} = 700 / 10 \cdot 10^{-3} = 70 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Из (3.12) определяем величину R_1 :

$$R_1 = 0,25 R_{н} = 8,75 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Принимаем $R_1 = 9,1$ кОм.

Из (3.13) определяем величину C_1 :

$$C_1 = 16I_0q/U_0m = 16 \cdot 20 \cdot 22/700 \cdot 2 = 5 \text{ мкФ.}$$

Определяем максимальное напряжение на выходе фильтра:

$$\begin{aligned} U_{01\text{макс}} &= U_{01} \frac{(R_1 + R_H) R_{H,\text{макс}}}{R_H (R_1 + R_{H,\text{макс}})} (1 + a_{\text{макс}}) = \\ &= 700 \frac{(8,75 \cdot 10^3 + 3,5 \cdot 10^3) \cdot 70 \cdot 10^3}{35 \cdot 10^3 (8,75 \cdot 10^3 + 70 \cdot 10^3)} (1 + 0,1) = 850 \text{ В.} \end{aligned}$$

Конденсатор C_1 выбираем так же, как и в примере 1 по $U_{01\text{макс}} = 850 \text{ В}$ и $U_{01\text{мл}} = U_{01\text{макс}} K_{\text{п,вых}} = 25,5 \text{ В}$.

4. Расчет транзисторного фильтра (рис. 3.7).

Исходные данные: $U_{\text{вых}} = 20 \text{ В}$; $I_H = 0,5 \text{ А}$; $I_{H,\text{мин}} = 0,25 \text{ А}$; $U_{\text{выхмл}} = 0,04 \text{ В}$; $f_{\text{л}} = 2\text{Гц}$; $f_{\text{с}} = 100 \text{ Гц}$; $m = 2$; $a_{\text{макс}} = a_{\text{мин}} = 0,1$; $\theta_{\text{окр,макс}} = +40^\circ \text{ С}$.

Определяем максимальное и минимальное напряжение на выходе фильтра:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых,макс}} &= U_{\text{вых}} (1 + a_{\text{макс}}) = 20 (1 + 0,1) = 22 \text{ В}; \\ U_{\text{вых,мин}} &= U_{\text{вых}} (1 - a_{\text{мин}}) = 20 (1 - 0,1) = 18 \text{ В.} \end{aligned}$$

Находим минимальное значение входного напряжения:

$$U_{01\text{мин}} = U_{\text{вых,мин}} + U_{\text{к.эл,мин}} + U_{01\text{мл}} = 18 + 3 + 1,05 = 22 \text{ В.}$$

Принимаем $U_{\text{к.эл,мин}} = 3 \text{ В}$.

$$U_{01\text{мл}} = 0,05 (U_{\text{вых,мин}} + U_{\text{к.эл,мин}}) = 0,05 (18 + 3) = 1,05 \text{ В.}$$

Определяем максимальное и минимальное значения входного напряжения фильтра:

$$\begin{aligned} U_{01} &= U_{01\text{мин}} / (1 - a_{\text{мин}}) = 22 / (1 - 0,1) = 24,4 \text{ В}, \\ U_{01\text{макс}} &= U_{01} (1 + a_{\text{макс}}) = 24,4 (1 + 0,1) = 27 \text{ В.} \end{aligned}$$

Определяем $U_{\text{к.эл,макс}}$, $I_{\text{к11макс}}$, $P_{\text{к11}}$:

$$\begin{aligned} U_{\text{к.эл,макс}} &= U_{01\text{макс}} - U_{\text{вых,макс}} = 27 - 22 = 5 \text{ В}; \\ I_{\text{к11макс}} &= I_H = 0,5 \text{ А}; \\ P_{\text{к11}} &= U_{\text{к.эл,макс}} I_{\text{к11макс}} = 5 \cdot 0,5 = 2,5 \text{ Вт.} \end{aligned}$$

Выбираем транзистор T_{11} типа П214.

Параметры транзистора П214: $h_{21э,\text{мин}} = 20$, $h_{21э,\text{макс}} = 40$, $h_{11э} = 20 \text{ Ом}$, $K_{11} = 100$, $U_{\text{к.э,макс}} = 45 \text{ В}$, $I_{\text{к,макс}} = 5 \text{ А}$, $R_T = 35^\circ \text{ С/Вт}$, $\theta_{\text{пер,макс}} = 85^\circ \text{ С}$, $I_{\text{к.б.омакс}} = 4 \text{ мА}$.

Определяем $P_{\text{к,макс}}$ для П214:

$$P_{\text{к,макс}} = (\theta_{\text{пер,макс}} - \theta_{\text{окр,макс}}) / R_T = (85 - 40) / 35 = 1,3 \text{ Вт.}$$

Так как $P_{\text{к11}} > P_{\text{к,макс}}$, транзистор T_{11} необходимо установить на радиатор. Радиатор выбираем по тепловым характеристикам из приложения П6.

Определяем $I_{Б11 \text{ макс}}$ и $I_{Б11 \text{ мин}}$:

$$I_{Б11 \text{ макс}} = I_{К11 \text{ макс}} / h_{21э11 \text{ мин}} = 0,5 / 20 = 0,025 \text{ А};$$

$$I_{Б11 \text{ мин}} = I_{К11 \text{ мин}} / h_{21э11 \text{ мин}} = 0,25 / 40 = 0,0063 \text{ А}.$$

Так как $I_{Б11 \text{ макс}} > (3 \div 5) \text{ мА}$, необходимо в схему включить транзистор T_{12} .

Так как $I_{КБ.011 \text{ макс}} = 4 \text{ мА}$ меньше $I_{Б11 \text{ мин}}$, сопротивление R_3 можно не ставить.

Находим $I_{К12 \text{ макс}}$ и $I_{К12 \text{ мин}}$:

$$I_{К12 \text{ макс}} = I_{Б11 \text{ макс}} = 0,025 \text{ А};$$

$$I_{К12 \text{ мин}} = I_{Б11 \text{ мин}} = 0,0063 \text{ А}.$$

Напряжение $U_{К.э12 \text{ макс}} \approx U_{К.э11 \text{ макс}} = 5 \text{ В}$.

Мощность $P_{К12} = U_{К.э12 \text{ макс}} I_{К12 \text{ макс}} = 5 \cdot 0,025 = 0,125 \text{ Вт}$.

Выбираем транзистор T_{12} типа МП25А.

Параметры транзистора МП25А: $h_{21э. \text{ мин}} = 20$; $h_{21э. \text{ макс}} = 50$; $h_{11э} = 500 \text{ Ом}$; $K_{12} = 500$; $U_{К.э. \text{ макс}} = 40 \text{ В}$; $I_{К. \text{ макс}} = 300 \text{ мА}$; $R_T = 200^\circ \text{ С/Вт}$; $\theta_{\text{пер. макс}} = 75^\circ \text{ С}$.

Определяем

$$P_{К12 \text{ макс}} = (\theta_{\text{пер. макс}} - \theta_{\text{окр. макс}}) / R_T = (75 - 40) / 200 = 0,175 \text{ Вт}.$$

$P_{К12} < P_{К12 \text{ макс}}$, т. е. выбранный транзистор проходит по мощности.

Определяем максимальный и минимальный токи базы транзистора T_{12} :

$$I_{Б12 \text{ макс}} = I_{К12 \text{ макс}} / h_{21э12 \text{ мин}} = 0,025 / 20 = 0,00125 \text{ А} = 1,25 \text{ мА};$$

$$I_{Б12 \text{ мин}} = I_{К12 \text{ мин}} / h_{21э12 \text{ макс}} = 0,0063 / 50 = 0,126 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 0,126 \text{ мА}.$$

Так как $I_{Б12 \text{ макс}} = 1,25 \text{ мА} < (3 \div 5) \text{ мА}$, то число транзисторов, входящих в составной, равно двум.

Определяем величины R_1 , R_2 :

$$R_1 \leq \frac{U_{01 \text{ мин}} - U_{\text{вых. мин}}}{I_{R_1}} = \frac{22 - 18}{13 \cdot 10^{-3}} = 307 \text{ Ом};$$

I_{R_1} принимаем равным $10 I_{Б12 \text{ макс}} \approx 13 \text{ мА}$.

Выбираем ближайший меньший номинал по ГОСТ $R_1 = 300 \text{ Ом}$:

$$R_2 = U_{\text{вых}} \cdot R_1 / (U_{01} - U_{\text{вых}}) = 20 \cdot 300 / (24,4 - 20) = 1360 \text{ Ом}.$$

Выбираем резистор с номиналом $R_2 = 1,3 \text{ кОм}$.

Из (3.20) определяем коэффициент усиления составного транзистора по напряжению:

$$K_c = K_{11} K_{12} / (K_{11} + K_{12}) = 100 \cdot 500 / (100 + 500) = 84.$$

Определяем величину емкости конденсатора:

$$C_1 > K_c / m \omega R_1 = \frac{84}{2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 300} = 450 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 450 \text{ мкФ}.$$

Принимаем $C_1 = 500 \text{ мкФ}$.

Из (3.14) найдем $U_{\text{вых}m1}$:

$$U_{\text{вых}m1} = \sqrt{\left(\frac{U_{01m1}}{K_c}\right)^2 + \left(\frac{U_{01m1}}{m \omega R_1 C_1}\right)^2} =$$

$$= \sqrt{\left(\frac{1,05}{84}\right)^2 + \left(\frac{1,05}{2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 300 \cdot 500 \cdot 10^{-6}}\right)^2} = 0,02 \text{ В.}$$

Величина $U_{\text{вых}m1} = 0,02 \text{ В}$ меньше заданного значения.

$$r_i = \frac{h_{11\theta 11}}{h_{21\theta 11\text{мин}}} + \frac{h_{11\theta 12}}{h_{21\theta 11\text{мин}} h_{21\theta 12\text{мин}}} + \frac{R_1 \parallel R_2}{h_{21\theta 11\text{мин}} h_{21\theta 12\text{мин}}} =$$

$$= 20/20 + 50/20 \cdot 20 + \frac{300 \cdot 1300}{20 \cdot 20} = 1,735 \text{ Ом.}$$

Коэффициент полезного действия равен

$$\eta = U_{\text{вых}}/U_{01} = 20/24,4 = 0,82.$$

Г Л А В А Ч Е Т В Е Р Т А Я



Стабилизаторы напряжения

4.1.

КЛАССИФИКАЦИЯ СТАБИЛИЗАТОРОВ И ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Стабилизаторами напряжения называются устройства, автоматически поддерживающие напряжение на стороне потребителя с заданной степенью точности. Современная радиоаппаратура предъявляет жесткие требования к постоянству питающих напряжений (тока). Например, радиовещательные и связные радиостанции допускают нестабильность питающего напряжения до 2—3%. Напряжение питания клистронных генераторов должно поддерживаться с точностью до 0,1%.

Чем чувствительнее прибор, чем точнее измерительное устройство, тем выше должна быть стабильность источников питания. Так, для электронного микроскопа величина нестабильности питающих напряжений не должна превышать 0,005%, а усилители постоянного тока и некоторые измерительные приборы высокого класса точности допускают нестабильность напряжений не более 0,0001%.

Основными дестабилизирующими факторами, вызывающими изменение напряжения потребителя, являются колебания входного питающего напряжения, изменения тока нагрузки потребителя, колебания частоты тока сети; изменение окружающей температуры и др. Колебания питающих напряжений возникают из-за неста-

бильности напряжений питающей сети. Так, промышленная сеть с частотой 50 Гц имеет допуск на колебания напряжения $+10 \div -15\%$. Изменение тока нагрузки потребителя зависит от его режима работы и вызывает изменения питающих напряжений из-за падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника и сопротивлении соединительных проводов. Колебания частоты тока сети могут привести к изменению выходного напряжения и к изменению пульсации в источниках постоянного тока. При изменении температуры окружающей среды напряжение может измениться из-за изменения параметров элементов, используемых в схемах источников электропитания.

Стабилизаторы подразделяются в зависимости от рода напряжения на стабилизаторы переменного напряжения и стабилизаторы постоянного напряжения. Кроме того, стабилизаторы подразделяются на стабилизаторы параметрические и стабилизаторы компенсационные. В качестве параметрических стабилизаторов используются нелинейные элементы. Стабилизация напряжения в таких стабилизаторах осуществляется за счет нелинейности вольт-амперной характеристики нелинейного элемента. В параметрических стабилизаторах постоянного напряжения в качестве нелинейных элементов применяются кремниевые или газоразрядные стабилизаторы.

В качестве параметрического стабилизатора переменного напряжения применяются электромагнитные стабилизаторы, из которых наиболее широкое применение нашли феррорезонансные.

Компенсационные стабилизаторы напряжения представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования с отрицательной обратной связью. Эффект стабилизации в данных устройствах достигается за счет изменения параметров управляемого прибора, называемого регулирующим элементом, при воздействии на него сигнала обратной связи. В компенсационных стабилизаторах напряжения сигнал обратной связи является функцией выходного напряжения.

В зависимости от типа управляемого прибора (регулирующего элемента) компенсационные стабилизаторы подразделяются на ламповые, транзисторные, тиристорные, дроссельные и комбинированные.

В зависимости от способа включения регулирующего элемента относительно сопротивления нагрузки стабилизаторы напряжения подразделяются на последовательные и параллельные. По режиму работы регулирующего элемента стабилизаторы подразделяются на стабилизаторы с непрерывным регулированием и импульсные. В свою очередь импульсные стабилизаторы делятся по принципу управления на широтно-импульсные и релейные.

Особую группу стабилизаторов составляют непрерывно-ключевые стабилизаторы, сочетающие в себе положительные качества как линейных, так и импульсных стабилизаторов.

В некоторых случаях стабилизаторы включают в себя несколько регулирующих элементов разного типа, например транзистор и

дроссель, транзистор и тиристор и т. д. Такого вида стабилизаторы относятся к стабилизаторам комбинированного типа.

Применение того или иного типа стабилизатора в значительной степени определяется его нагрузкой.

Основными параметрами как параметрических, так и компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения, характеризующими качество стабилизации, являются:

1. Коэффициент стабилизации по входному напряжению есть отношение относительных приращений напряжений на входе и выходе стабилизатора:

$$K_{\text{ст}} = (\Delta U_{01} / \Delta U_{\text{вых}}) (U_{\text{вых}} / U_{01}),$$

где ΔU_{01} , $\Delta U_{\text{вых}}$ — соответственно приращения входного и выходного напряжений стабилизатора при неизменном токе нагрузки; U_{01} , $U_{\text{вых}}$ — номинальные значения входного и выходного напряжений стабилизатора.

В некоторых случаях качество стабилизации оценивается по величине статической ошибки δ , которая представляет собой отношение приращения выходного напряжения к его номинальному значению, т. е. $\delta = \Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых}}$. Статическая ошибка так же, как и коэффициент стабилизации, определяется при неизменном токе нагрузки стабилизатора ($I_{\text{н}} = \text{const}$).

2. Внутреннее сопротивление стабилизатора r_i , равное отношению приращения выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ к приращению тока нагрузки $\Delta I_{\text{н}}$ при неизменном входном напряжении $U_{01} = \text{const}$, т. е. $r_i = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{н}}$.

Вместо величины r_i может быть задана статическая ошибка стабилизатора по нагрузке $\delta_i = \Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых}}$ при $U_{01} = \text{const}$ и изменяющемся токе нагрузки.

Зная величину внутреннего сопротивления стабилизатора, можно определить изменение входного напряжения при изменении тока нагрузки. В стабилизаторах напряжения величина внутреннего сопротивления может достигать тысячных долей ома.

3. Коэффициент сглаживания пульсаций

$$K_{\sim} = (U_{01m1} / U_{\text{вых} m1}) (U_{\text{вых}} / U_{01}),$$

где U_{01m1} , $U_{\text{вых} m1}$ — соответственно амплитуды пульсации входного и выходного напряжений стабилизатора.

4. Температурный коэффициент стабилизатора, равный отношению приращения выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ к приращению температуры окружающей среды $\Delta \theta_{\text{окр}}$, при неизменном входном напряжении и токе нагрузки ($U_{01} = \text{const}$, $I_{\text{н}} = \text{const}$) $\gamma = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta \theta_{\text{окр}}$.

Помимо параметров, характеризующих качество стабилизации, стабилизаторы постоянного напряжения оцениваются по энергетическим показателям. Основной энергетический показатель стабилизаторов — коэффициент полезного действия η .

4.2.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Для стабилизации напряжения постоянного тока используются нелинейные элементы, величина напряжения которых мало зависит от тока, протекающего через них. В качестве таких элементов чаще всего применяются газоразрядные и кремниевые стабилитроны.

Газоразрядные стабилитроны тлеющего и коронного разряда отличаются большой устойчивостью к воздействию окружающей температуры. Они сохраняют свою работоспособность при окружающих температурах от -60 до $+150 \div +300^\circ \text{C}$. Долговечность газоразрядных стабилитронов исчисляется тысячами часов, а диапазон стабилизируемых напряжений находится в пределах от 80 до 30 000 В.

Конструктивно газоразрядный стабилитрон представляет собой ионный прибор, в стеклянном баллоне которого, наполненном инертным газом, находятся два электрода: анод и холодный катод. На рис. 4.1а представлена вольт-амперная характеристика газоразрядного стабилитрона тлеющего разряда.

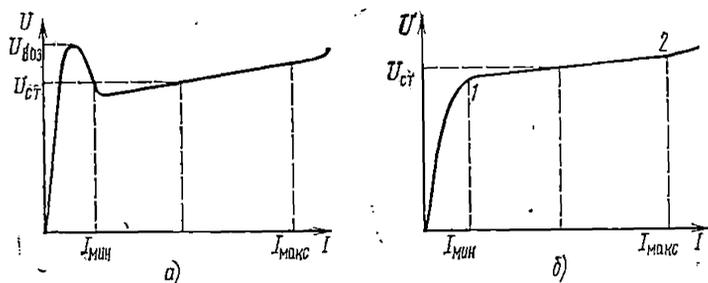


Рис. 4.1. Вольт-амперные характеристики стабилитронов:
а — газоразрядного; б — кремниевого

Газоразрядные стабилитроны характеризуются следующими параметрами: напряжением возникновения разряда $U_{\text{воз}}$; напряжением стабилизации $U_{\text{ст}}$; минимально и максимально допустимыми токами ($I_{\text{мин}}$, $I_{\text{макс}}$); дифференциальным сопротивлением $r_{\text{ст}} = \Delta U_{\text{ст}} / \Delta I_{\text{ст}}$ и температурным коэффициентом стабилизации $\alpha_{\text{ст}}$, $\% / ^\circ \text{C}$.

Кремниевые стабилитроны — это плоскостные диоды, изготовленные по особой технологии. В отличие от обычных диодов, кремниевые стабилитроны работают на обратной ветви вольт-амперной характеристики в области пробоя. На рис. 4.1б представлена вольт-амперная характеристика кремниевого стабилитрона. Область 1—2 характеристики является рабочей. Кремниевые стабилитроны характеризуются теми же параметрами, что и газоразрядные стабилитроны, за исключением напряжения возникновения разряда.

Наша промышленность выпускает кремниевые стабилитроны на напряжение стабилизации от единиц до нескольких сотен вольт. Температурный коэффициент кремниевых стабилитронов, т. е. зависимость напряжения стабилизации от температуры окружающей среды, составляет от $-0,06$ до $+0,12\%/^{\circ}\text{C}$. Нагрузочная способность кремниевых стабилитронов относительно высока. Они могут быть изготовлены на мощности от 100 мВт до 50 Вт.

Самая точная стабилизация возможна у стабилитронов с напряжением стабилизации между 6 и 7 В, так как они имеют наименьшее динамическое сопротивление и наименьший температурный коэффициент. Температурный коэффициент у кремниевых стабилитронов с напряжением менее 6 В отрицательный, а у стабилитронов с напряжением стабилизации более 7 В — положительный.

Для увеличения стабилизируемого напряжения стабилитроны могут быть включены последовательно. Параллельное включение стабилитронов недопустимо, поскольку небольшая разница в рабочих напряжениях, которая всегда имеет место, приводит к неравномерному распределению токов, протекающих через них.

На рис. 4.2а представлена однокаскадная схема параметрического стабилизатора на кремниевых стабилитронах. Схема стаби-

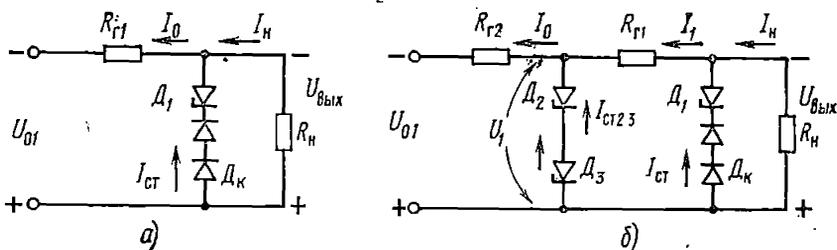


Рис. 4.2. Схемы параметрических стабилизаторов: а — однокаскадная; б — двухкаскадная

литрона состоит из гасящего резистора $R_{Г1}$, включенного последовательно с потребителем, стабилитрона D_1 и компенсирующих диодов D_K , включенных параллельно потребителю.

Принцип работы однокаскадного параметрического стабилизатора заключается в следующем. При увеличении напряжения на входе стабилизатора ток через стабилитрон D_1 резко возрастает, что приводит к увеличению падения напряжения на гасящем резисторе $R_{Г1}$. Приращение напряжения на гасящем резисторе примерно равно приращению напряжения на входе стабилизатора, так что напряжение на выходе стабилизатора при этом изменяется незначительно.

Коэффициент стабилизации однокаскадного параметрического стабилизатора равен

$$K_{CT} = (U_{ВЫХ}/U_{О1}) (R_{Г1}/r_{CT1}), \quad (4.1)$$

где r_{CT1} — дифференциальное сопротивление стабилитрона D_1 .

Как видно из (4.1), величина коэффициента стабилизации зависит от величины сопротивлений резистора R_{r1} и $r_{ст1}$. При увеличении сопротивления R_{r1} необходимо повышать величину входного напряжения U_{01} , и поэтому коэффициент стабилизации не может безгранично увеличиваться.

С учетом изменения входного напряжения выражение для коэффициента стабилизации можно представить в следующем виде:

$$K_{ст} = K_{ст.макс} \left[1 - \frac{U_{вых}}{U_{01} (1 - a_{мин} - a_{\sim})} \right], \quad (4.2)$$

где

$$K_{ст.макс} = \frac{U_{вых} (1 - a_{мин} - a_{\sim})}{(I_{н.макс} + I_{ст1мин}) r_{ст1}} \quad (4.3)$$

есть максимально возможный коэффициент стабилизации однокаскадного параметрического стабилизатора. В (4.2), (4.3) $a_{мин}$ — относительное отклонение напряжения сети в сторону понижения; a_{\sim} — относительная амплитуда переменной составляющей входного напряжения; $I_{н.макс}$, $I_{ст1мин}$ — максимальный ток нагрузки и минимальный ток через стабилитрон D_1 .

Из выражения (4.3) видно, что для выбранного стабилитрона D_1 при известной величине тока нагрузки коэффициент стабилизации не может быть больше величины $K_{ст.макс}$.

Внутреннее сопротивление однокаскадного параметрического стабилизатора без учета сопротивлений компенсирующих диодов равно приближенно дифференциальному сопротивлению стабилитрона $r_{ст1}$ ($r_i = -r_{ст1}$).

Изменение окружающей температуры приводит к изменению выходного напряжения стабилизатора. Изменение выходного напряжения в зависимости от температуры характеризуется температурным коэффициентом стабилизатора γ . В свою очередь величина γ зависит от температурного коэффициента напряжения стабилитрона, применяемого в схеме. Для уменьшения температурного коэффициента γ в некоторых случаях применяют температурную компенсацию, включая последовательно со стабилитроном термозависимые элементы или диоды. Температурный коэффициент напряжения (ТКН) этих элементов должен иметь противоположный знак ТКН стабилитрона.

На схеме рис. 4.2а в качестве компенсирующего элемента используются обычные диоды или стабилитроны D_k , включенные в прямом направлении. Такая температурная компенсация применяется для стабилитронов, имеющих положительный ТКН. Температурный коэффициент напряжения диода или стабилитрона, включенного в прямом направлении, отрицательный. При изменении окружающей температуры (например, увеличении) напряжение на стабилитроне увеличивается, а на диоде падает, в результате суммарное напряжение изменяется незначительно. Включение термокомпенсирующих элементов последовательно со стабилитроном

приводит к увеличению внутреннего сопротивления стабилизатора и уменьшению коэффициента стабилизации.

В случае, если необходимо получить большую точность стабилизации, применяют многокаскадные схемы параметрических стабилизаторов.

На рис. 4.2б представлена схема двухкаскадного параметрического стабилизатора на кремниевых стабилитронах. Выходной каскад стабилизатора, состоящий из стабилитрона D_1 , компенсирующих диодов D_k , гасящего резистора R_{T1} , получает питание от предварительного стабилизатора, выполненного на стабилитронах D_2 , D_3 и резисторе R_{T2} . Коэффициент стабилизации такой схемы равен произведению коэффициентов стабилизации первого и второго каскадов.

Внутреннее сопротивление схемы рис. 4.2б без учета сопротивлений диодов D_k так же, как и в однокаскадном параметрическом стабилизаторе, равно приближенно динамическому сопротивлению стабилитрона D_1 . Таким образом, применяя многокаскадные параметрические стабилизаторы, можно значительно повышать коэффициент стабилизации, однако стабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки остается такой же, что и в однокаскадных схемах.

Для получения больших значений коэффициента стабилизации в схемах рис. 4.2 приходится увеличивать сопротивление гасящих резисторов, что приводит к необходимости повышать величину входного напряжения U_{01} . Величина входного напряжения U_{01} может значительно превышать напряжение на выходе стабилизатора. Повышение входного напряжения приводит к уменьшению КПД стабилизатора.

На рис. 4.3 изображена схема параметрического стабилизатора, в которой вместо гасящего резистора включен стабилизатор то-

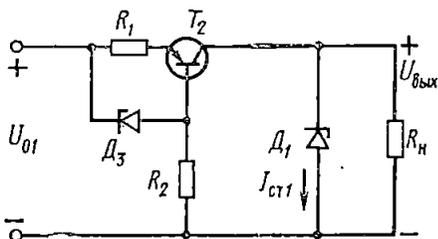


Рис. 4.3. Схема параметрического стабилизатора со стабилизатором тока

ка. Последний состоит из транзистора T_2 , резисторов R_1 , R_2 и стабилитрона D_3 . Стабилизатор тока представляет собой эмиттерный повторитель, на вход которого поступает напряжение стабилитрона D_3 . Напряжение на стабилитроне D_3 изменяется незначительно при изменении входного напряжения. Напряжение на резисторе R_1 также изменяется незначительно, так как оно приблизительно равно напряжению на стабилитроне D_3 . Вследствие постоянства напряжения на резисторе R_1 токи эмиттера и коллектора транзисто-

ра T_2 почти не изменяются при изменении входного напряжения U_{01} . Неизменность коллекторного тока, транзистора T_2 приводит к тому, что положение рабочей точки на вольт-амперной характеристике стабилитрона не изменяется при изменении входного напряжения U_{01} .

Стабилизатор тока имеет большое внутреннее сопротивление, и его применение эквивалентно включению резистора $R_{Г1}$ с очень большим сопротивлением. Эквивалентное сопротивление стабилизатора тока

$$R_{Г1\text{экв}} \approx h_{21\text{э}2} r_{\text{к}2} R_2 R_1 / (R_2 R_1 + r_{\text{ст}3} r_{\text{к}2} h_{21\text{э}2}), \quad (4.4)$$

где $h_{21\text{э}2}$, $r_{\text{к}2}$ — статический коэффициент передачи тока и сопротивление коллектора транзистора T_2 в схеме с общим эмиттером; $r_{\text{ст}3}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона D_3 .

Из выражения (4.4) видно, что величина $R_{Г1\text{экв}}$ не может быть больше величины $h_{21\text{э}2} r_{\text{к}2}$. Это равенство возможно, если дифференциальное сопротивление стабилитрона D_3 равно нулю. Из выражения (4.1), заменив $R_{Г1}$ на $R_{Г1\text{экв}}$, можно определить коэффициент стабилизации для этой схемы. Внутреннее сопротивление схемы рис. 4.3, так же как и для схем рис. 4.2, равно дифференциальному сопротивлению стабилитрона D_1 со знаком «минус». Применение стабилизатора тока вместо гасящего резистора позволяет повысить КПД схемы за счет снижения величины входного напряжения и увеличить ее коэффициент стабилизации.

Исходными данными для расчета стабилизаторов являются: номинальное напряжение сети U_1 , В; относительные отклонения напряжения сети как в сторону повышения $a_{\text{макс}}$, так и в сторону понижения $a_{\text{мин}}$; номинальное значение выходного напряжения $U_{\text{вых}}$; максимальный и минимальный ток нагрузки $I_{\text{н.макс}}$, $I_{\text{н.мин}}$; коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}}$; внутреннее сопротивление r_i ; амплитуда переменной составляющей выходного напряжения $U_{\text{выхт}1}$; предельные значения температуры окружающей среды $\theta_{\text{окр.мин}}$, $\theta_{\text{окр.макс}}$ °С; температурный коэффициент стабилизатора γ , мВ/°С.

Расчет однокаскадного стабилизатора (см. рис. 4.2а). 1. Зная величину $U_{\text{вых}}$, из справочника или приложения П4.2 по величине напряжения стабилизации выбираем тип стабилитрона D_1 (или тип и число последовательно включенных стабилитронов) и определяем дифференциальное сопротивление $r_{\text{ст}1}$, максимальный температурный коэффициент $a_{\text{ст}}$, предельные токи стабилизации $I_{\text{мин}}$, $I_{\text{макс}}$, напряжения стабилизации $U_{\text{ст}1\text{мин}}$, $U_{\text{ст}1\text{макс}}$.

2. Уточняем величину выходного напряжения стабилизатора

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{ст}1\text{мин}} + U_{\text{ст}1\text{макс}}) / 2. \quad (4.5)$$

3. Задаемся относительной амплитудой переменной составляющей входного напряжения a_{\sim} (a_{\sim} равна коэффициенту пульсации на входе стабилизатора). Принимаем $a_{\sim} = 0,02 - 0,005$.

4. Определяем максимальную величину коэффициента стабилизации $K_{\text{ст.макс}}$ из (4.3).

Величина $I_{ст1мин}$ должна быть выбрана больше минимального тока через стабилитрон. Убеждаемся, что заданная величина $K_{ст}$ меньше $K_{ст.макс}$. Если $K_{ст} > K_{ст.макс}$, необходимо применить схему двухкаскадного стабилизатора (рис. 4.2б) или схему рис. 4.3.

5. Определяем номинальное, минимальное и максимальное значения входного напряжения стабилизатора:

$$\left. \begin{aligned} U_{01} &= \frac{U_{ст1макс}}{(1 - a_{мин} - a_{\sim})} / (1 - K_{ст}/K_{ст.макс}); \\ U_{01мин} &= U_{01} (1 - a_{мин}); \\ U_{01макс} &= U_{01} (1 + a_{макс}). \end{aligned} \right\} (4.6)$$

В выражении (4.6) величину $K_{ст}$ необходимо несколько увеличить по сравнению с заданной, так как компенсирующие диоды уменьшают $K_{ст}$.

6. Величина сопротивления резистора

$$R_{Г1} = \frac{U_{01} (1 - a_{мин} - a_{\sim}) - U_{ст1макс}}{I_{н.макс} + I_{ст1мин}}. \quad (4.7)$$

7. Для надежного зажигания стабилизаторов, выполненных на газоразрядных стабилитронах, необходимо проверить выполнение следующего условия:

$$R_{Г1} \leq \frac{U_{ст1мин}}{I_{н.макс}} \left[\frac{U_{01}}{U_{воз}} (1 - a_{мин}) - 1 \right], \quad (4.8)$$

где $U_{воз}$ — напряжение возникновения разряда газоразрядного стабилитрона.

8. Определяем максимальное значение и уточняем минимальное значение токов через стабилитрон:

$$\left. \begin{aligned} I_{ст1макс} &= \frac{U_{01макс} - U_{ст1мин}}{R_{Г1}} - I_{н.мин}; \\ I_{ст1мин} &= \frac{U_{01мин} - U_{ст1макс}}{R_{Г1}} - I_{н.макс}. \end{aligned} \right\} (4.9)$$

Величина $I_{ст1макс}$ должна быть меньше предельной величины тока, указанной в справочнике для данного типа стабилитрона.

9. Для стабилизаторов на кремниевых стабилитронах определяем из справочника или приложения П4.2 наибольший температурный коэффициент $\alpha_{ст}$, $\% / ^\circ\text{C}$.

Находим абсолютный максимальный температурный коэффициент напряжения, $\text{мВ} / ^\circ\text{C}$,

$$\gamma_{ст1макс} = \alpha_{ст1} U_{ст1} \cdot 10,$$

где $U_{ст1} = (U_{ст1мин} + U_{ст1макс}) / 2$.

Находим минимальный температурный коэффициент кремниевого стабилитрона $\gamma_{ст1мин} = 2 + 1,25(U_{ст1мин} - 6) - 0,5$. Это выражение действительно для стабилитронов с напряжением стабилизации более 6 В.

Если $\gamma_{ст1макс}$ больше температурного коэффициента стабилизатора γ , применяем термокомпенсацию. В качестве термокомпенсирующих элементов можно использовать диоды или стабилитроны, включенные в прямом направлении. Компенсирующие диоды включаются последовательно с основным стабилитроном. Такая термокомпенсация возможна для кремниевых стабилитронов с положительным температурным коэффициентом.

Выбрав тип компенсирующего диода D_k из графиков рис. 4.4, определяем величины температурных коэффициентов γ_k при мини-

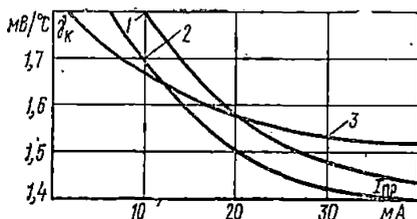


Рис. 4.4. Зависимость температурного коэффициента напряжения диодов Д7А—Д7Ж (1); Д814А—Д814Д (2); Д310 (3)

мальном $I_{ст1мин}$ и максимальном $I_{ст1макс}$ токах через стабилитрон: $\gamma_{к.мин}$ определяем при токе, равном $I_{ст1мин}$; $\gamma_{к.макс}$ определяем при токе, равном $I_{ст1макс}$.

Определяем максимальное и минимальное число компенсирующих диодов:

$$N_{к.макс} = \gamma_{ст1макс} / \gamma_{к.мин}; \quad N_{к.мин} = \gamma_{ст1мин} / \gamma_{к.макс}.$$

Количество диодов, необходимых для термокомпенсации, $N_k = (N_{к.мин} + N_{к.макс}) / 2$.

Определяем предельные значения температурного коэффициента стабилизатора, учитывая, что γ_k компенсирующих диодов имеет разброс $\pm 0,1$ мВ/°С:

$$\gamma_{макс} = \gamma_{ст1макс} - (\gamma_{к.мин} - 0,1) N_k;$$

$$\gamma_{мин} = \gamma_{ст1мин} - (\gamma_{к.макс} - 0,1) N_k.$$

10. Определяем коэффициент стабилизации и внутреннее сопротивление с учетом параметров компенсирующих диодов:

$$K_{ст} = R_{г1} U_{вых} / (r_{ст1} + r_{ст.к} N_k) U_{01}.$$

Если расчетная величина $K_{ст}$ получилась меньше заданной, то необходимо пересчитать схему стабилизатора, учитывая суммарное динамическое сопротивление компенсирующих диодов, т. е. во все предыдущие выражения необходимо вместо $r_{ст1}$ подставить $r_{ст1} + r_{ст.к} N_k$:

$$r_i \approx r_{ст} + r_{ст.к} N_k \quad (4.10)$$

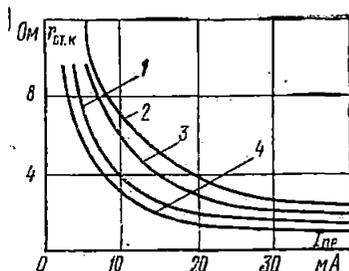
где $r_{ст.к}$ — динамическое сопротивление компенсирующего диода, величина которого определяется из графиков рис. 4.5 при $I_{пр} = (I_{ст1мин} + I_{ст1макс}) / 2$.

11. Находим величину переменной составляющей выходного напряжения:

$$U_{\text{вых} \sim} = a_{\sim} U_{\text{вых}} / K_{\sim}, \quad (4.11)$$

где a_{\sim} — относительная величина пульсации на входе стабилизатора; K_{\sim} — коэффициент сглаживания пульсации, приблизительно равный $K_{\text{ст}}$.

Рис. 4.5. Зависимость дифференциального сопротивления диодов и стабилитронов, включенных в прямом направлении от прямого тока:
1 — ДЗ10; 2 — Д7А—Д7Ж; 3 — Д202—Д205; 4 — Д814А—Д814Д



12. Определяем номинальный и минимальный КПД стабилизатора:

$$\eta = \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{н. макс}}}{U_{01} \left(\frac{U_{01} - U_{\text{вых}}}{R_{\Gamma 1}} \right)};$$

$$\eta_{\text{мин}} = \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{н. макс}}}{U_{01 \text{ макс}} \left(\frac{U_{01 \text{ макс}} - U_{\text{вых}}}{R_{\Gamma 1}} \right)}$$

13. Определим максимальную величину тока, потребляемого стабилизатором от выпрямителя:

$$I_{0 \text{ макс}} = (U_{01 \text{ макс}} - U_{\text{ст1 мин}}) / R_{\Gamma 1}. \quad (4.12)$$

14. Рассчитаем выпрямитель, фильтр и трансформатор стабилизатора. Исходные данные при расчете: напряжение и частота тока сети U_1, f_c ; относительные допуски на изменение напряжения сети $a_{\text{макс}}, a_{\text{мин}}$; номинальное напряжение выпрямителя U_{01} ; относительная величина пульсации на выходе выпрямителя $a_{\sim} = U_{0\sim} / U_{01}$; максимальный ток, потребляемый стабилизатором от выпрямителя, $I_{0 \text{ макс}}$.

Расчет трансформатора, выпрямителя и фильтра рассмотрен в гл. 1—3.

Расчет двухкаскадного стабилизатора (рис. 4.2б). 1. Выбираем тип стабилитрона D_1 (см. п. 1 расчета однокаскадного стабилизатора).

2. Из выражения (4.5) уточняем величину $U_{\text{вых}}$.

3. Определяем величину выходного напряжения первого каскада U_1 . Принимаем $U_1 = 2U_{\text{вых}}$.

4. По величине U_1 из справочника или приложения П4.2 выбираем стабилитроны D_2, D_3 и определяем их параметры: $\Gamma_{\text{ст2}}, \Gamma_{\text{ст3}}$,

$\alpha_{ст2}, \alpha_{ст3}, U_{ст2макс}, U_{ст3макс}, U_{ст2мин}, U_{ст3мин}, I_{2мин}, I_{2макс}, I_{3мин}, I_{3макс}$.

Уточняем величину U_1 :

$$U_1 = (U_{ст2макс} + U_{ст2мин} + U_{ст3макс} + U_{ст3мин})/2.$$

5. Определяем величину сопротивления резистора $R_{г1}$:

$$R_{г1} = (U_{ст2мин} + U_{ст3мин} - U_{ст1макс}) / (I_{ст1мин} + I_{н.макс}).$$

Величина $I_{ст1мин}$ должна быть выбрана больше минимального тока стабилитрона D_1 .

6. Для стабилизаторов на газоразрядных стабилитронах по (4.3) проверяем условие надежного зажигания стабилитрона. В данном случае в выражении (4.8) необходимо принять $U_{01} = U_{ст2мин} + U_{ст3мин}$, а величину $a_{мин} = 0$.

7. Задаемся величиной a_{\sim} (см. п.3 расчета однокаскадного стабилизатора).

8. Определяем коэффициент стабилизации второго каскада: $K_{ст2} = R_{г1} U_{вых} / r_{ст1} U_1$.

Находим необходимую величину коэффициента стабилизации первого каскада: $K_{ст1} = K_{ст} / K_{ст2}$.

Определяем $K_{ст1макс}$:

$$K_{ст1макс} = \frac{U_1 (1 - a_{мин} - a_{\sim})}{(I_{н.макс} + I_{ст1мин} + I_{ст23мин}) (r_{ст2} + r_{ст3})}$$

Величина $I_{ст23мин}$ должна быть больше минимального тока через стабилитроны D_2, D_3 . Убеждаемся, что $K_{ст1макс} > K_{ст1}$.

9. Из (4.6) определяем $U_{01}, U_{01мин}, U_{01макс}$.

В выражении (4.6) вместо $K_{ст}$ и $K_{ст.макс}$ подставляем соответственно $K_{ст1}, K_{ст1макс}$, а вместо $U_{ст1макс} - (U_{ст2макс} + U_{ст3макс})$.

10. Определяем величину $R_{г2}$:

$$R_{г2} = \frac{U_{01} (1 - a_{мин} - a_{\sim}) - (U_{ст2макс} + U_{ст3макс})}{I_{ст1мин} + I_{н.макс} + I_{ст23мин}}$$

11. Из (4.9) проверяем, осуществляется ли условие надежного зажигания стабилитронов D_2, D_3 (для стабилизатора на газоразрядных стабилитронах).

Для этого в выражении (4.8) заменяем $R_{г1}$ на $R_{г2}$; $I_{н.макс}$ на $(I_{ст1мин} + I_{н.макс})$; $U_{ст1мин}$ на $(U_{ст2мин} + U_{ст3мин})$; $U_{воз}$ на $(U_{воз2} + U_{воз3})$.

12. Определяем величины $I_{ст23макс}, I_{ст1макс}, I_{ст1мин}$:

$$I_{ст23макс} = \frac{U_{01макс} - (U_{ст2мин} + U_{ст3мин})}{R_{г2}} - I_{ст1мин} - I_{н.макс}$$

Значения $I_{ст1макс}, I_{ст1мин}$ определяем из (4.9), заменяя $U_{01макс}$ на $(U_{ст2макс} + U_{ст3макс})$; $U_{01мин}$ на $(U_{ст2мин} + U_{ст3мин})$.

Величины $I_{ст23макс}$ и $I_{ст1макс}$ должны быть меньше предельно допустимых токов, выбранных стабилитраторов.

13. Рассчитаем термокомпенсацию и определяем $\gamma_{макс}, \gamma_{мин}$ (см. п.9 расчета однокаскадных стабилизаторов).

14. Определяем коэффициент стабилизации и внутреннее сопротивление стабилизатора:

$$K_{ст} = \frac{R_{Г1}R_{Г2}}{(r_{ст1} + N_{R}r_{ст.к})(r_{ст2} + r_{ст3})} \cdot \frac{U_{вых}}{U_{01}}$$

Величина $r_{ст.к}$ определяется из графиков рис. 4.5 при $I_{пр} = (I_{ст1мин} + I_{ст1макс})/2$.

15. Величина r_i определяется из выражения (4.10).

16. Определяем η и $\eta_{мин}$:

$$\eta = \frac{U_{вых}I_{н.макс}}{U_{01} \left(\frac{U_{01макс} - U_1}{R_{Г2}} \right)}$$

$$\eta_{мин} = \frac{U_{вых}I_{н.макс}}{U_{01} \left(\frac{U_{01макс} - U_1}{R_{Г2}} \right)}$$

17. Из (4.12), заменяя $U_{ст1мин}$ на $(U_{ст2мин} + U_{ст3мин})$, а $R_{Г1}$ на $R_{Г2}$, найдем $I_{0макс}$.

18. Производим расчет выпрямителя, фильтра и трансформатора. Исходные данные те же, что и при расчете однокаскадного стабилизатора (п.14).

Расчет параметрического стабилизатора с обесточиванием (рис. 4.3). 1. Выбираем тип стабилитрона D_1 (см. п.1 расчета однокаскадных стабилизаторов).

2. Из (4.5) уточняем величину выходного напряжения $U_{вых}$.

3. Определяем минимальное, номинальное и максимальное значение входного напряжения стабилизатора $U_{01мин}$; U_{01} ; $U_{01макс}$:

$$U_{01мин} = U_{ст1макс} + U_{к.э2мин} + U_{R1макс} + U_{01m1}$$

В этом выражении: $U_{к.э2мин}$ — минимальное напряжение на переходе коллектор — эмиттер транзистора T_2 . Для германиевых транзисторов $U_{к.э2мин}$ принимаем равным 2—3 В, для кремниевых — 3—5 В; $U_{R1макс}$ — максимальное напряжение на резисторе R_1 , приближенно равное максимальному напряжению на стабилитроне D_3 ; стабилитрон D_3 выбираем на возможно меньшее напряжение 3—5 В с целью уменьшения величины входного напряжения $U_{R1макс} = U_{ст3макс}$; U_{01m1} — амплитуда первой гармоники переменной составляющей входного напряжения.

Принимаем $U_{01m1} \approx (0,02—0,05) (U_{ст1макс} + U_{к.э2мин} + U_{R1макс})$; $U_{01} = U_{01мин}/(1 - a_{мин})$; $U_{01макс} = U_{01}(1 + a_{макс})$.

4. Определяем величину сопротивления резистора R_1 :

$$R_1 \leq U_{ст3мин} / (I_{н.макс} + I_{ст1мин})$$

Величина тока $I_{ст1мин}$ должна быть больше минимального тока выбранного стабилитрона.

5. Определяем максимальную величину тока коллектора транзистора T_2 : $I_{к2макс} = I_{н.макс} + I_{ст1мин}$.

Определяем максимальное напряжение на переходе коллектор—эмиттер транзистора T_2 : $U_{к.э2макс} = U_{01макс} - U_{ст1мин} - U_{ст3мин}$;

Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе T_2 ,

$$P_{K2} = U_{K.92\text{макс}} I_{K2\text{макс}}$$

По величинам $U_{K.92\text{макс}}$, $I_{K2\text{макс}}$, P_{K2} выбираем из приложения или справочника транзистор T_2 . Определяем его параметры: $h_{2192\text{мин}}$; $h_{2192\text{макс}}$.

Определяем максимально допустимую мощность транзистора: $P_{K2\text{макс}} = (\theta_{\text{пер.макс}} - \theta_{\text{окр.макс}}) / R_T$, где $\theta_{\text{пер.макс}}$ — максимальная температура коллекторного перехода; $\theta_{\text{окр.макс}}$ — максимальная температура окружающей среды; R_T — тепловое сопротивление переход — окружающая среда.

Проверяем выполнение неравенства $P_{K2} < P_{K2\text{макс}}$.

Определяем максимальный ток базы транзистора T_2 :

$$I_{62} = I_{K2\text{макс}} / h_{2192\text{мин}}$$

6. Определяем величину сопротивления резистора R_2 :

$$R_2 = (U_{01\text{мин}} - U_{\text{ст3макс}}) / (I_{62} + I_{\text{ст3мин}})$$

Величина $I_{\text{ст3мин}}$ должна быть больше минимального тока стабилитрона D_3 .

7. Определяем максимальное значение токов $I_{\text{ст3макс}}$; $I_{\text{ст1макс}}$:

$$I_{\text{ст3макс}} = \frac{U_{01\text{макс}} - U_{\text{ст3мин}}}{R_2} - I_{62};$$

$$I_{\text{ст1макс}} = I_{\text{ст1мин}} + (I_{\text{н.макс}} - I_{\text{н.мин}})$$

Величины максимальных токов должны быть меньше предельных значений токов, указанных в справочнике.

8. Производим расчет термокомпенсации (см. п.9 расчета однокаскадных стабилизаторов).

9. Из (4.4) определяем $R_{\text{экв}}$ и из (4.1) определяем коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}}$. При определении $K_{\text{ст}}$ в выражение (4.1) вместо $R_{\text{г1}}$ подставляем значение $R_{\text{экв}}$, а вместо $r_{\text{ст1}}$ — $(r_{\text{ст1}} + r_{\text{ст.к}} N_R)$.

10. Внутреннее сопротивление стабилизатора

$$r_i = - (r_{\text{ст1}} + r_{\text{ст.к}} N_R)$$

11. Величина $U_{\text{выхт1}}$ определяется из следующего выражения:

$$U_{\text{выхт1}} = (U_{01\text{т1}} / K_{\sim}) (U_{\text{вых}} / U_{01}),$$

где $K_{\sim} = K_{\text{ст}}$.

12. Определяем η и $\eta_{\text{мин}}$:

$$\eta = \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{н.макс}}}{U_{01} \left(I_{K2\text{макс}} + \frac{U_{01} - U_{\text{ст3}}}{R_2} \right)},$$

где $U_{\text{ст3}} = (U_{\text{ст3мин}} + U_{\text{ст3макс}}) / 2$;

$$\eta_{\text{мин}} = \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{н.макс}}}{U_{01\text{макс}} \left(I_{K2\text{макс}} + \frac{U_{01\text{макс}} - U_{\text{ст3мин}}}{R_2} \right)}$$

13. Находим $I_{0\text{макс}} = I_{\text{к2макс}} + (U_{01\text{макс}} - U_{\text{ст3мин}}) / R_2$.

14. Рассчитаем выпрямитель, фильтр и трансформатор. Исходные данные те же, что и при расчете однокаскадного стабилизатора (п.14).

Примеры расчета

1. Расчет однокаскадного стабилизатора (рис. 4.2а).

Исходные данные: $U_1 = 127$ В; $f_c = 50$ Гц; $a_{\text{макс}} = a_{\text{мин}} = 0,1$; $U_{\text{вых}} = 8$ В; $I_{\text{н.макс}} = 3 \cdot 10^{-3}$ А; $I_{\text{н.мин}} = 1 \cdot 10^{-3}$ А; $K_{\text{ст}} > 70$; $r_i \leq 35$ Ом; $U_{\text{вых т1}} = 20$ мВ; $\theta_{\text{окр.макс}} = +50^\circ\text{C}$; $\theta_{\text{окр.мин}} = +5^\circ\text{C}$; $\gamma = \pm 4$ мВ/ $^\circ\text{C}$.

2. По $U_{\text{вых}} = 8$ В из табл. П4.2 выбираем стабилитрон Д814А. Его параметры: $r_{\text{ст1}} = 6$ Ом; $a_{\text{ст1}} = +0,008\%$ / $^\circ\text{C}$. Токи стабилизации $I_{\text{ст1мин}} = 1$ мА, $I_{\text{ст1макс}} = 40$ мА; напряжения $U_{\text{ст1мин}} = 7$ В, $U_{\text{ст1макс}} = 8,5$ В.

2. Из выражения (4.5) уточняем величину $U_{\text{вых}}$:

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{ст1мин}} + U_{\text{ст1макс}}) / 2 = (7 + 8,5) / 2 = 7,6 \text{ В.}$$

3. Задаемся $a \sim = 0,03$.

4. Из (4.3) определяем $K_{\text{ст.макс}}$:
принимаем $I_{\text{ст1мин}} = 5 \cdot 10^{-3}$ А;

$$\begin{aligned} K_{\text{ст.макс}} &= \frac{U_{\text{вых}} (1 - a_{\text{мин}} - a \sim)}{(I_{\text{н.макс}} + I_{\text{ст1мин}}) r_{\text{ст1}}} = \\ &= \frac{7,6 (1 - 0,1 - 0,03)}{(3 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3}) \cdot 6} = 140. \end{aligned}$$

Убеждаемся, что $K_{\text{ст.макс}} = 140 > K_{\text{ст}} = 70$.

5. Определяем напряжения на входе

$$\begin{aligned} U_{01} &= \frac{U_{\text{ст1макс}}}{1 - a_{\text{мин}} - a \sim} \left/ \left(1 - \frac{K_{\text{ст}}}{K_{\text{ст.макс}}} \right) \right. = \\ &= \frac{8,5}{1 - 0,1 - 0,03} \left/ \left(1 - \frac{100}{140} \right) \right. = 32 \text{ В.} \end{aligned}$$

Величину $K_{\text{ст}}$ возьмем несколько большей, чем задано ($K_{\text{ст}} = 100$), так как последовательно со стабилитроном включены компенсирующие диоды, уменьшающие $K_{\text{ст}}$:

$$U_{01\text{мин}} = U_{01} (1 - a_{\text{мин}}) = 32 (1 - 0,1) = 28,8 \text{ В;}$$

$$U_{01\text{макс}} = U_{01} (1 - a_{\text{макс}}) = 32 (1 + 0,1) = 35,2 \text{ В.}$$

6. Из (4.7) найдем величину $R_{\text{Г1}}$:

$$\begin{aligned} R_{\text{Г1}} &= \frac{U_{01} (1 - a_{\text{мин}} - a \sim) - U_{\text{ст1макс}}}{I_{\text{н.макс}} + I_{\text{ст1мин}}} = \\ &= \frac{32 (1 - 0,1 - 0,03) - 8,5}{3 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3}} = 2400 \text{ Ом.} \end{aligned}$$

7. По формуле (4.9) определяем $I_{\text{ст1макс}}$; $I_{\text{ст1мин}}$:

$$\begin{aligned} I_{\text{ст1макс}} &= \frac{U_{01\text{макс}} - U_{\text{ст1мин}}}{R_{\text{Г1}}} - I_{\text{н.мин}} = \\ &= \frac{35,2 - 7}{2,4 \cdot 10^3} - 1 \cdot 10^{-3} = 10,8 \cdot 10^{-3} \text{ А;} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{\text{ст1мин}} &= \frac{U_{01\text{мин}} - U_{\text{ст1макс}}}{R_{\text{Г1}}} - I_{\text{н.макс}} = \\ &= \frac{28,8 - 8,5}{2,4 \cdot 10^3} - 3 \cdot 10^{-3} = 5,5 \cdot 10^{-3} \text{ А.} \end{aligned}$$

Предельная величина тока для стабилитрона Д814А равна 40 мА, что больше 10,8 мА.

$$8. \alpha_{ст1} = +7\%/^{\circ}\text{C}; \gamma_{ст1 \text{ макс}} = \alpha_{ст1} U_{ст1} \cdot 10 = +6 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}.$$

Найдем $\gamma_{ст1 \text{ мин}}$:

$$\gamma_{ст1 \text{ мин}} = 2 + 1,25(U_{ст1 \text{ мин}} - 6) - 0,5 = 2 + 1,25(7 - 6) - 0,5 = +2,75 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}.$$

Так как $\gamma_{ст1 \text{ макс}} = 6 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$ больше $\gamma = 4 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$, применяем термокомпенсацию.

В качестве компенсирующих элементов выбираем стабилитроны Д814А, включенные в прямом направлении.

$$\text{Из рис. 4.4 определим: } \gamma_{к. \text{ мин}} = 1,7 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}; \gamma_{к. \text{ макс}} = 1,82 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}.$$

Определяем $N_{к. \text{ мин}}$, $N_{к. \text{ макс}}$, $N_{к}$:

$$N_{к. \text{ макс}} = \gamma_{ст1 \text{ макс}} / \gamma_{к. \text{ мин}} = 6,6 / 1,7 = 3,5;$$

$$N_{к. \text{ мин}} = \gamma_{ст1 \text{ мин}} / \gamma_{к. \text{ макс}} = 2,75 / 1,82 = 1,5;$$

$$N_{к} = (N_{к. \text{ макс}} + N_{к. \text{ мин}}) / 2 = (3,5 + 1,5) / 2 = 2,5.$$

Округляем число компенсирующих диодов до трех.

Найдем $\gamma_{\text{ макс}}$, $\gamma_{\text{ мин}}$:

$$\gamma_{\text{ макс}} = \gamma_{ст1 \text{ макс}} - (\gamma_{к. \text{ мин}} - 0,1) N_{к} =$$

$$= 6 - (1,7 - 0,1) 3 = +1,2 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C};$$

$$\gamma_{\text{ мин}} = \gamma_{ст1 \text{ мин}} - (\gamma_{к. \text{ макс}} - 0,1) N_{к} =$$

$$= 2,75 - (1,82 + 0,1) 3 = -3 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}.$$

Предельные значения температурного коэффициента меньше заданной величины $\gamma = \pm 4 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$.

9. Найдем коэффициент стабилизации $K_{ст}$ и внутреннее сопротивление r_i ; $r_{ст.к}$ определим из рис. 4.5, $r_{ст.к} = 4 \text{ Ом}$:

$$K_{ст} = \frac{R_{Г1}}{r_{ст1} + r_{ст.к} N_{к}} \frac{U_{\text{вых}}}{U_{01}} = \frac{2400 \cdot 8}{(6 + 4 \cdot 3) 32} = 33;$$

$$r_i = r_{ст1} + r_{ст.к} N_{к} = 6 + 4 \cdot 3 = 18 \text{ Ом}.$$

10. Из (4.11) найдем $U_{\text{вых т1}}$.

$$U_{\text{вых т1}} = a \sim U_{\text{вых}} / K \sim = 0,03 \cdot 8 / 33 = 0,0073 \text{ В},$$

$$K \sim = K_{ст} = 33.$$

11. Найдем η и $\eta_{\text{ мин}}$:

$$\eta = \frac{U_{\text{вых}} I_{н. \text{ макс}}}{U_{01} \left(\frac{U_{01} - U_{\text{вых}}}{R_{Г1}} \right)} = \frac{8 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{32 \frac{32 - 8}{2400}} = 0,075;$$

$$\eta_{\text{ мин}} = \frac{U_{\text{вых}} I_{н. \text{ макс}}}{U_{01 \text{ макс}} \left(\frac{U_{01 \text{ макс}} - U_{\text{вых}}}{R_{Г1}} \right)} = \frac{8 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{35,2 \frac{35,2 - 8}{2400}} = 0,06.$$

12. Из (4.12) определим $I_{0 \text{ макс}}$:

$$I_{0 \text{ макс}} = (U_{01 \text{ макс}} - U_{ст1 \text{ мин}}) / R_{Г1} = (35,2 - 7) / 2400 = 11,8 \cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

13. Исходные данные для расчета выпрямителя и трансформатора: $U_1 = 127 \text{ В}$; $f_c = 50 \text{ Гц}$; $a_{\text{ макс}} = a_{\text{ мин}} = 0,1$; $U_{01} = 32 \text{ В}$; $a \sim = 0,03$; $I_{0 \text{ макс}} = 11,8 \times 10^{-3} \text{ А}$.

2. Расчет параметрического стабилизатора со стабилизатором тока (рис. 4.3).

Исходные данные: $U_1 = 220 \text{ В}$; $f_c = 50 \text{ Гц}$; $a_{\text{ макс}} = a_{\text{ мин}} = 0,1$; $U_{\text{вых}} = 10 \text{ В}$; $I_{н. \text{ макс}} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ А}$; $I_{н. \text{ мин}} = 1 \cdot 10^{-3} \text{ А}$; $K_{ст} \geq 100$; $r_i < 30 \text{ Ом}$; $U_{\text{вых т1}} = 10 \text{ мВ}$; $\theta_{\text{ окр. макс}} = +50^{\circ}\text{C}$; $\theta_{\text{ окр. мин}} = +5^{\circ}\text{C}$; $\gamma = \pm 4 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$.

1. Выбираем стабилитрон Д818А. Его параметры: $r_{ст1} = 25 \text{ Ом}$; $\alpha_{ст1} = +0,02\%/^{\circ}\text{C}$; ток стабилизации $3-33 \text{ мА}$; $U_{ст1\text{мин}} = 9 \text{ В}$; $U_{ст1\text{макс}} = 11,25 \text{ В}$.

2. Из (4.5) уточняем величину выходного напряжения

$$U_{\text{вых}} = (U_{ст1\text{мин}} + U_{ст1\text{макс}})/2 = (9 + 11,25)/2 = 10,12 \text{ В}.$$

3. Определяем величины напряжений $U_{01\text{мин}}$, U_{01} , $U_{01\text{макс}}$:

$$U_{01\text{мин}} = U_{ст1\text{макс}} + U_{к.э2\text{мин}} + U_{R_1\text{макс}} + U_{01\text{т1}} = 11,25 + 3 + 3,7 + 0,9 = 19 \text{ В}.$$

В качестве D_3 выбираем стабилитрон КС133А. Его параметры: $r_{от3} = 65 \text{ Ом}$; $U_{от3\text{мин}} = 3 \text{ В}$; $U_{от3\text{макс}} = 3,7 \text{ В}$; ток стабилизации $3-81 \text{ мА}$:

$$U_{R_1\text{макс}} \approx U_{ст1\text{макс}} = 3,7 \text{ В};$$

$$U_{01\text{т1}} = 0,05 (U_{ст1\text{макс}} + U_{к.э2\text{мин}} + U_{R_1\text{макс}}) = 0,05 (11,25 + 3 + 3,7) \approx 0,9 \text{ В};$$

$$U_{01} = U_{01\text{мин}} / (1 - \alpha_{\text{мин}}) = 19 / (1 - 0,1) = 21,2 \text{ В};$$

$$U_{01\text{макс}} = U_{01} (1 + \alpha_{\text{макс}}) = 21,2 (1 + 0,1) = 23,4 \text{ В}.$$

4. Определяем величину R_1 :

$$R_1 \leq U_{ст3\text{мин}} / (I_{н,\text{макс}} + I_{ст1\text{мин}}) = 3 / (5 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3}) = 300 \text{ Ом}.$$

Принимаем $I_{ст1\text{мин}} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ А} > 3 \text{ мА}$.

5. Определяем величины $I_{к2\text{макс}}$, $U_{к.э2\text{макс}}$, $P_{к2}$:

$$I_{к2\text{макс}} = I_{н,\text{макс}} + I_{ст1\text{мин}} = 5 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3} = 10 \cdot 10^{-3} \text{ А};$$

$$U_{к.э2\text{макс}} = U_{01\text{макс}} - U_{ст1\text{мин}} - U_{ст2\text{мин}} = 23,4 - 9 - 3 = 11,4 \text{ В};$$

$$P_{к2} = U_{к.э2\text{макс}} I_{к2\text{макс}} = 11,4 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 0,114 \text{ Вт}.$$

Выбираем транзистор МП40А. Его параметры: $h_{21э,\text{мин}} = 20$, $h_{21э,\text{макс}} = 40$; $r_k = 1 \text{ кОм}$; $\theta_{пер,\text{макс}} = 85^{\circ}\text{C}$; $R_T = 200^{\circ}\text{C/Вт}$; $U_{к.э,\text{макс}} = 40 \text{ В}$; $I_{к,\text{макс}} = 20 \text{ мА}$.

Определяем

$$P_{к2\text{макс}} = (\theta_{пер,\text{макс}} - \theta_{окр,\text{макс}}) / R_{Т2} = (85 - 50) / 200 = 0,175 \text{ Вт};$$

$$P_{к2\text{макс}} > P_{к2}.$$

Определяем

$$I_{б2} = I_{к2\text{макс}} / h_{21э2\text{мин}} = 10 \cdot 10^{-3} / 20 = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

6. Определяем значение R_2 :

$$R_2 = (U_{01\text{мин}} - U_{ст3\text{макс}}) / (I_{б2} + I_{ст3\text{мин}}) = (19 - 3) / (0,5 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3}) = 2900 \text{ Ом}.$$

Принимаем $R_2 = 2,7 \text{ кОм}$, а $I_{ст3\text{мин}} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ А}$.

7. Определяем $I_{ст3\text{макс}}$, $I_{ст3\text{мин}}$, $I_{ст1\text{макс}}$:

$$I_{ст3\text{макс}} = \frac{U_{01\text{макс}} - U_{ст3\text{мин}}}{R_2} - I_{б2} = \frac{23,4 - 3}{2,7 \cdot 10^3} - 0,5 \cdot 10^{-3} = 7 \cdot 10^{-3} \text{ А};$$

$$I_{\text{ст з мин}} = \frac{U_0 I_{\text{мин}} - U_{\text{ст з макс}}}{R_2} - I_{\text{бз}} = \frac{19 - 3,7}{2,7 \cdot 10^3} - 0,5 \cdot 10^{-3} = 5,2 \cdot 10^{-3} \text{ А};$$

$$\begin{aligned} I_{\text{ст 1 макс}} &= I_{\text{ст 1 мин}} + (I_{\text{н. макс}} - I_{\text{н. мин}}) = \\ &= 5 \cdot 10^{-3} + (5 \cdot 10^{-3} - 1 \cdot 10^{-3}) = 9 \cdot 10^{-3} \text{ А}. \end{aligned}$$

Максимальные токи стабилитронов D_3, D_1 меньше предельно допустимых.

8. Определяем $\gamma_{\text{ст макс}} = \alpha_{\text{ст 1}} U_{\text{ст 1}} \cdot 10 = 0,2 \cdot 10 \cdot 10 = 2 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$.

Так как $\gamma_{\text{ст макс}} < \gamma$, то термокомпенсация в схеме не применяется.

9. Из (4.4) найдем

$$\begin{aligned} R_{\text{эКВ}} &= \frac{h_{21 \text{ э 2}} r_{\text{к 2}} R_2 R_1}{R_2 R_1 + r_{\text{ст з}} r_{\text{к 2}} h_{21 \text{ э 2}}} = \\ &= \frac{20 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 2,7 \cdot 10^3 \cdot 0,3 \cdot 10^3}{0,3 \cdot 10^3 \cdot 2,7 \cdot 10^3 + 65 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 20} = 7,7 \cdot 10^3 \text{ Ом}. \end{aligned}$$

Из (4.1) найдем $K_{\text{ст}}$:

$$K_{\text{ст}} = (R_{\text{эКВ}}/r_{\text{ст 1}}) (U_{\text{вых}}/U_{01}) = (7,7 \cdot 10^3/25) (10,1/21,2) = 147.$$

10. Внутреннее сопротивление $r_i = -r_{\text{ст 1}} = 25 \text{ Ом}$.

11. Найдем $U_{\text{вых т 1}}$:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых т 1}} &= (U_{01 \text{ т 1}}/K_{\sim}) (U_{\text{вых}}/U_{01}) = (0,9/147) (10,1/21,2) = \\ &= 0,006 \text{ В} = 6 \text{ мВ} < 10 \text{ мВ}, \\ K_{\sim} &= K_{\text{ст}} = 147. \end{aligned}$$

12. Найдем η и $\eta_{\text{мин}}$:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{н. макс}}}{U_{01} \left(I_{\text{к 2 макс}} + \frac{U_{01} - U_{\text{ст з}}}{R_2} \right)} = \\ &= \frac{10,12 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{21,2 \left(10 \cdot 10^{-3} + \frac{21,2 - 3,35}{2,7 \cdot 10^3} \right)} = 0,14, \\ U_{\text{ст з}} &= (U_{\text{ст з мин}} + U_{\text{ст з макс}})/2 = (3 + 3,7)/2 = 3,35 \text{ В}; \\ \eta_{\text{мин}} &= \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{н. макс}}}{U_{01 \text{ макс}} \left(I_{\text{к 2 макс}} + \frac{U_{01 \text{ макс}} - U_{\text{ст з мин}}}{R_2} \right)} = \\ &= \frac{10,12 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{23,4 \left(10 \cdot 10^{-3} + \frac{23,4 - 3}{2,7 \cdot 10^3} \right)} = 0,123. \end{aligned}$$

13. Найдем $I_0 \text{ макс}$:

$$\begin{aligned} I_0 \text{ макс} &= I_{\text{к 2 макс}} + (U_{01 \text{ макс}} - U_{\text{ст з мин}})/R_2 = \\ &= 10 \cdot 10^{-3} + (23,4 - 3)/2,7 = 17 \cdot 10^{-3} \text{ А}. \end{aligned}$$

14. Исходные данные для расчета выпрямителя, фильтра и трансформатора: $U_1 = 220 \text{ В}$; $\alpha_{\text{макс}} = \alpha_{\text{мин}} = 0,1$; $f_c = 50 \text{ Гц}$; $U_{01} = 21,2 \text{ В}$; $U_{01 \text{ макс}} = 23,4 \text{ В}$; $U_{01 \text{ т 1}} = 0,9 \text{ В}$; $I_0 \text{ макс} = 17 \cdot 10^{-3} \text{ А}$.

4.3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С НЕПРЕРЫВНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения представляют собой систему автоматического регулирования, которая обеспечивает постоянство выходного напряжения с высокой степенью точности при изменении напряжения сети, тока нагрузки, а также при иных внешних возмущениях (частота тока питающей сети, характер нагрузки, температура окружающей среды, влажность и т. д.). Компенсационные стабилизаторы с непрерывным регулированием могут быть выполнены как на электронных лампах, так и на транзисторах. В зависимости от способа выполнения регулирующего элемента стабилизаторы подразделяются на последовательные и параллельные. В стабилизаторах первого типа регулирующий элемент включен последовательно с нагрузкой, в стабилизаторах второго типа — параллельно (рис. 4.6).

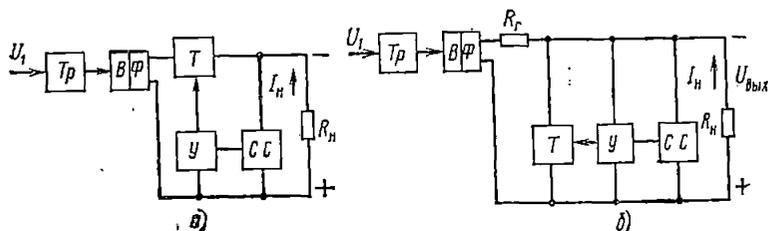


Рис. 4.6. Структурные схемы стабилизаторов с последовательным (а) и параллельным включением регулирующего элемента (б)

Стабилизатор последовательного типа (рис. 4.6а) получает питание от сети переменного тока, через трансформатор T_p , выпрямитель B , фильтр Φ . Стабилизатор состоит из регулирующего элемента T , включенного последовательно с нагрузкой, схемы сравнения CC и усилителя постоянного тока $У$. Схема сравнения стабилизатора включает в себя источник опорного напряжения и сравнивающий делитель. В схеме сравниваются выходное и опорное напряжения. Сигнал разности этих двух напряжений подается на вход усилителя постоянного тока. При изменении выходного напряжения на выходе схемы сравнения появляется сигнал разности, который усиливается усилителем постоянного тока и поступает на вход регулирующего элемента. Изменение сигнала на входе регулирующего элемента приводит к изменению на нем напряжения, и выходное напряжение изменяется до первоначального значения с определенной степенью точности.

Параллельная схема стабилизатора (рис. 4.6б) состоит из тех же элементов, что и последовательная. Отличие заключается в том, что регулирующий элемент включен параллельно нагрузке, а по-

следовательно с ней включен гасящий резистор R_r . При изменении выходного напряжения появляется сигнал на выходе схемы сравнения, усиливается усилителем постоянного тока и воздействует на регулирующий элемент таким образом, что ток последнего изменяется. Изменение тока регулирующего элемента вызывает изменение тока через гасящий резистор, что приводит к изменению падения напряжения на нем. В результате чего компенсируются изменения выходного напряжения с определенной степенью точности.

Качественные параметры рассмотренных схем приблизительно одинаковы. Схема с последовательным включением регулирующего элемента имеет более высокий КПД. Однако если в качестве балластного сопротивления использовать дроссель и включить его в цепь переменного тока, то КПД параллельной схемы можно значительно увеличить. Достоинство параллельной схемы заключается в том, что при постоянном входном напряжении ток, потребляемый стабилизатором от выпрямителя, не зависит от величины тока нагрузки. Это свойство параллельного стабилизатора особенно ценно в том случае, если ток нагрузки имеет импульсный характер.

Схемы стабилизаторов на электронных лампах и на транзисторах аналогичны. Ламповые стабилизаторы в настоящее время применяются относительно редко, в основном на высокие выходные напряжения, а транзисторные — на относительно низкие.

Как ламповым, так и транзисторным стабилизаторам присущи следующие основные свойства, определяющие их применение:

1. Обеспечение высокой точности стабилизации выходного напряжения. При этом стабилизатор одинаково хорошо ослабляет как конечное изменение входного напряжения, так и переменную составляющую (пульсацию).

2. Малое динамическое внутреннее сопротивление.

Недостатком стабилизаторов является сравнительно низкий КПД (0,5—0,7), обусловленный потерей мощности на регулирующем элементе и в гасящем резисторе (схема рис. 4.6б). Несмотря на указанный недостаток, в настоящее время стабилизаторы такого типа широко применяются для питания радиоаппаратуры и аппаратуры связи.

Рассмотрим последовательную схему транзисторного стабилизатора (рис. 4.7). Стабилизатор состоит из регулирующего транзистора T_p , усилителя постоянного тока T_y , R_y , источника опорного напряжения D_3 и делителя напряжения R_1 , R_2 , C_1 .

Принцип действия схемы заключается в следующем. При изменении входного напряжения U_{01} , например увеличении, в первый момент начинает увеличиваться выходное напряжение $U_{\text{вых}}$, что приводит к увеличению напряжения $U_{R_{II}}$ на нижнем плече делителя. Напряжение $U_{R_{II}}$ сравнивается с опорным напряжением стабилитрона D_3 . Увеличение напряжения $U_{R_{II}}$ приводит к увеличению отрицательного потенциала на базе транзистора T_y по отношению к его эмиттеру. Увеличиваются токи базы и коллектора транзистора T_y , и уменьшается отрицательный по-

тенциал на базе транзистора T_p относительно его эмиттера. Ток базы транзистора T_p уменьшается, что приводит к увеличению напряжения на переходе коллектор — эмиттер транзистора T_p . Напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до первоначального значения с определенной степенью точности.

В случае изменения тока нагрузки, например увеличения, выходное напряжение в первый момент начинает уменьшаться за счет увеличения падения напряжения на переходе коллектор — эмиттер регулирующего транзистора T_p . Это вызывает уменьшение напря-

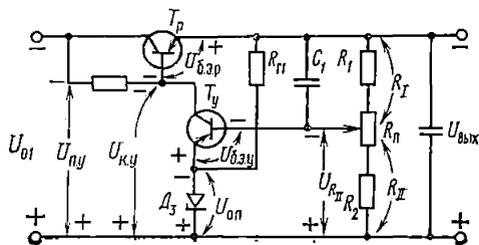


Рис. 4.7. Схема транзисторного стабилизатора с последовательным включением регулирующего элемента

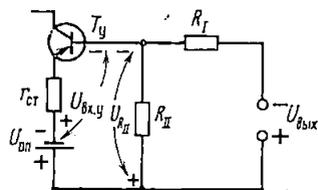


Рис. 4.8. Схема усилителя и сравнивающего делителя

жения $U_{R_{II}}$ на нижнем плече делителя. Уменьшается отрицательный потенциал базы транзистора T_y , уменьшаются его базовый и коллекторный токи. Ток базы транзистора T_p увеличивается, что приводит к уменьшению напряжения на переходе коллектор — эмиттер транзистора T_p . Выходное напряжение увеличивается до первоначального значения.

Регулировка выходного напряжения в схеме осуществляется потенциометром R_{II} . При перемещении движка потенциометра в направлении минусовой шины стабилизатора увеличивается напряжение $U_{R_{II}}$, что приводит к увеличению токов базы и коллектора транзистора T_y . Ток базы транзистора T_p уменьшается, увеличивается напряжение $U_{к.э.п}$, и напряжение на выходе стабилизатора уменьшается. При перемещении движка потенциометра в сторону плюсовой шины напряжение на выходе стабилизатора увеличивается.

Для определения основных параметров схемы найдем приращение выходного напряжения стабилизатора. Из схемы рис. 4.7 получим

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{01} - \Delta I_{к.п} r_{к.п} + K_p \Delta U_{б.э.п}$$

Считая, что $\Delta I_{к.п} \approx \Delta I_{н.п}$, находим

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{01} - \Delta I_{н.п} r_{к.п} + K_p \Delta U_{б.э.п}, \quad (4.13)$$

где $r_{к.п}$ — сопротивление коллектора транзистора T_p в схеме с общим эмиттером; K_p — коэффициент усиления транзистора T_p по напряжению; $\Delta U_{б.э.п}$ — приращение напряжения на переходе ба-

за — эмиттер транзистора T_p ; $\Delta I_{к.р}$, $\Delta I_{п}$ — приращение тока коллектора T_p и тока нагрузки соответственно.

Приращение напряжения $\Delta U_{б.э.р}$ равно разности приращений напряжений на коллекторе транзистора T_y и на выходе стабилизатора, т. е.

$$\Delta U_{б.э.р} = \Delta U_{к.у} - \Delta U_{вых}. \quad (4.14)$$

Так как усилитель постоянного тока питается от изменяющегося напряжения $U_{п.у}$, то напряжение на коллекторе транзистора будет изменяться как за счет напряжения питания, так и за счет приращения напряжения на его базе:

$$\Delta U_{к.у} = \frac{\Delta U_{п.у} r_{к.у}}{R_y + r_{к.у}} - K_y \Delta U_{вх.у}, \quad (4.15)$$

где $r_{к.у}$, K_y — сопротивление коллектора транзистора T_y в схеме с общим эмиттером и коэффициент усиления усилителя постоянного тока; $\Delta U_{вх.у}$ — приращение напряжения на входе усилителя постоянного тока; $\Delta U_{п.у}$ — приращение напряжения питания усилителя постоянного тока.

Величину $\Delta U_{вх.у}$ можно определить из схемы рис. 4.8, на которой изображены схема сравнения и усилитель постоянного тока стабилизатора. Стабилитрон D_3 в схеме заменен эквивалентным источником с напряжением $U_{оп}$ и внутренним сопротивлением, равным дифференциальному сопротивлению стабилитрона.

Так как

$$U_{вх.у} = U_{R_{II}} - U_{оп} = U_{вых} \frac{R_{II} R_{вх.у}}{(R_I + R_{II}) \left(R_{вх.у} + \frac{R_I R_{II}}{R_I + R_{II}} \right)} - U_{оп} \frac{R_{вх.у}}{R_{вх.у} + \frac{R_I R_{II}}{R_I + R_{II}}}, \quad (4.16)$$

то

$$\Delta U_{вх.у} = \Delta U_{вых} \alpha \alpha' - \Delta U_{оп} \alpha',$$

где $R_{вх.у}$ — входное сопротивление усилителя постоянного тока; $\alpha = R_{II} / (R_I + R_{II})$ — коэффициент передачи делителя;

$\alpha' = \frac{R_{вх.у}}{R_{вх.у} + \frac{R_I R_{II}}{R_I + R_{II}}}$ — коэффициент, учитывающий влияние входного сопротивления усилителя на коэффициент передачи делителя.

Из (4.13) — (4.16) найдем приращение выходного напряжения в окончательном виде:

$$\Delta U_{вых} = \frac{\Delta U_{оп}}{1 + K_p K_y \alpha \alpha' + K_p} + \frac{\Delta U_{п.у} r_{к.у} K_p}{(r_{к.у} + R_y) (1 + K_p K_y \alpha \alpha' + K_p)} +$$

$$+ \frac{\Delta U_{\text{оп}} \alpha' K_y K_p}{1 + K_p K_y \alpha \alpha' + K_p} - \frac{\Delta I_n r_{к.р}}{1 + K_p K_y \alpha \alpha' + K_p};$$

так как $K_p K_y \alpha \alpha' \gg (1 + K_p)$, то

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{\Delta U_{01}}{K_p K_y \alpha \alpha'} + \frac{\Delta U_{п.у} r_{к.у}}{(r_{к.у} + R_y) K_y \alpha \alpha'} + \frac{\Delta U_{\text{оп}}}{\alpha} - \frac{\Delta I_n r_{к.р}}{K_p K_y \alpha \alpha'}. \quad (4.17)$$

Из выражения (4.17) видно, что величина приращения выходного напряжения зависит от приращений входного напряжения, напряжения питания усилителя, опорного напряжения и тока нагрузки.

Считая $\Delta I_n = 0$; $\Delta U_{\text{оп}} = 0$; $\Delta U_{п.у} = \Delta U_{01}$, из (4.17) найдем выражение для коэффициента стабилизации схемы рис. 4.7:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{01}}{\Delta U_{\text{вых}}} \frac{U_{\text{вых}}}{U_{01}} = \frac{K_p K_y \alpha \alpha' (r_{к.у} + R_y) U_{\text{вых}}}{U_{01} (r_{к.у} + R_y + r_{к.у} K_p)}, \quad (4.18)$$

так как $K_p r_{к.у} \gg (r_{к.у} + R_y)$, то

$$K_{\text{ст}} \approx \frac{K_y \alpha \alpha' (r_{к.у} + R_y) U_{\text{вых}}}{r_{к.у} U_{01}}.$$

Коэффициент усиления по напряжению регулирующего транзистора

$$K_p = \frac{\Delta U_{к.э.р}}{\Delta U_{б.э.р}} \approx \frac{\Delta U_{01}}{\Delta U_{б.э.р}} \approx \frac{h_{21э.р} r_{к.р}}{h_{11э.р}},$$

где $h_{21э.р}$ — статический коэффициент передачи тока транзистора T_p ; $h_{11э.р} = r_{б.р} + r_{э.р} (1 + h_{21э.р})$ — входное сопротивление транзистора T_p ; $r_{б.р}$, $r_{э.р}$, $r_{к.р}$ — сопротивления базы, эмиттера и коллектора транзистора T_p в схеме с общим эмиттером.

Коэффициент усиления усилителя постоянного тока

$$K_y = \frac{h_{21э.у} r_{к.у} (R_y \parallel R_{н.у})}{[r_{к.у} + (R_y \parallel R_{н.у})] R_{вх.у}},$$

$$R_{вх.у} = h_{11э.у} + r_{стз} (h_{21э.у} + 1) = r_{б.у} + (r_{э.у} + r_{стз}) (h_{21э.у} + 1);$$

$$R_{н.у} = h_{11э.р} + (R_n \parallel r_{к.р}) h_{21э.р},$$

где $h_{11э.у}$ — входное сопротивление транзистора T_y в схеме с общим эмиттером; $r_{стз}$ — дифференциальное сопротивление стабилизатора D_3 ; $r_{к.у}$, $r_{к.р}$ — сопротивления коллекторов транзисторов T_y , T_p в схеме с общим эмиттером; $R_{н.у}$ — сопротивление, шунтирующее выход усилителя.

Приравнявая в выражении (4.17) ΔU_{01} , $\Delta U_{п.у}$, $\Delta U_{\text{оп}}$ нулю, найдем внутреннее сопротивление стабилизатора

$$r_i = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_n = -h_{11э.р} / h_{21э.р} K_y \alpha \alpha' = -1 / S_p K_y \alpha \alpha', \quad (4.19)$$

где S_p — крутизна регулирующего транзистора.

Помимо уменьшения конечных приращений входного напряжения, схема транзисторного стабилизатора обладает свойствами

фильтра, т. е. уменьшает переменную составляющую входного напряжения.

В случае отсутствия в схеме рис. 4.7 конденсатора C_1 коэффициент сглаживания стабилизатора равен приблизительно коэффициенту стабилизации ($K_{\sim} = K_{ст}$). Конденсатор C_1 установлен параллельно верхнему плечу делителя, шунтирует его по переменной составляющей. Если величина сопротивления емкости для переменной составляющей много меньше сопротивления верхнего плеча делителя R_1 , то коэффициент передачи делителя по переменной составляющей близок к единице и K_{\sim} больше $K_{ст}$. Следовательно, включение конденсатора C_1 приводит к уменьшению переменной составляющей выходного напряжения. Приравнивая $\alpha = 1$ в (4.18), можно найти коэффициент сглаживания K_{\sim} в случае, если верхнее плечо делителя зашунтировано конденсатором C_1 .

Величина емкости конденсатора C_H мало влияет на пульсацию выходного напряжения, так как внутреннее сопротивление стабилизатора r_i значительно меньше сопротивления конденсатора C_H для переменной составляющей. Конденсатор C_H ослабляет выбросы выходного напряжения стабилизатора при импульсном изменении тока нагрузки.

Стабильность опорного напряжения в значительной мере сказывается на постоянстве выходного напряжения. Как видно из (4.17), при $\Delta U_{01} = 0$, $\Delta U_{п.у} = 0$ и $\Delta I_H = 0$ $\Delta U_{вых} = \Delta U_{оп}/\alpha$. Поскольку коэффициент передачи делителя всегда меньше единицы, изменение выходного напряжения больше изменения опорного напряжения. При питании усилителя постоянного тока от входного напряжения стабилизатора ($U_{п.у} = U_{01}$) схема будет иметь низкий коэффициент стабилизации за счет нестабильности питания усилителя.

Как видно из выражения (4.17), приращение выходного напряжения или ошибку стабилизатора можно уменьшить, увеличивая сопротивление коллекторной нагрузки R_y усилителя постоянного тока или улучшая стабильность его напряжения питания ($\Delta U_{п.у} = 0$).

Для уменьшения ошибки стабилизатора в схеме рис. 4.9 вместо резистора R_y в коллекторную цепь транзистора T_y включен стабилизатор тока, состоящий из транзистора T_2 , резисторов $R_{гз}$, R'_a и стабилитрона D_5 . Стабилизатор тока представляет собой эмиттерный повторитель, на вход которого поступает напряжение стабилитрона D_5 . Напряжение на стабилитроне D_5 изменяется незначительно при изменении входного напряжения. Напряжение на резисторе R'_a также изменяется незначительно, так как оно приблизительно равно напряжению на стабилитроне D_5 . Вследствие постоянства напряжения на резисторе R'_a токи эмиттера и коллектора транзистора T_2 почти не изменяются при изменении входного напряжения.

Стабилизатор тока имеет большое внутреннее сопротивление, и его применение эквивалентно включению в коллекторную цепь транзистора T_y резистора с очень большим сопротивлением R_y . В

этом случае эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки транзистора T_y

$$R_{y.эKB} = (h_{21э2} r_{к2} R_{г3} R'_3) / (R_{г3} R'_3 + r_{ст5} r_{к2} h_{21э2}), \quad (4.20)$$

где $h_{21э2}$, $r_{к2}$ — статический коэффициент передачи тока и сопротивление коллектора в схеме с общим эмиттером транзистора T_2 , $r_{ст5}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона D_5 .

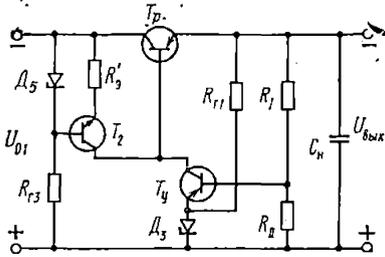


Рис. 4.9. Схема транзисторного стабилизатора с последовательным включением регулирующего элемента

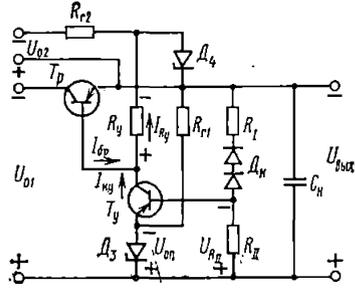


Рис. 4.10. Схема транзисторного стабилизатора с последовательным включением регулирующего элемента с дополнительным источником

Из выражения (4.20) видно, что величина $R_{y.эKB}$ не может быть больше величины $h_{21э2} r_{к2}$. Это возможно, если дифференциальное сопротивление стабилитрона D_5 равно нулю ($r_{ст5} = 0$). Заменяв в выражениях (4.17), (4.18) R_y на $R_{y.эKB}$, можно определить ошибку стабилизатора и коэффициент стабилизации для этой схемы.

Для уменьшения влияния напряжения питания усилителя в схеме рис. 4.10 усилитель постоянного тока получает питание от дополнительного источника, в качестве которого используется параметрический стабилизатор на кремниевом стабилитроне. Напряжение дополнительного источника суммируется с выходным напряжением стабилизатора.

При изменении выходного напряжения стабилизатора, например увеличении, увеличивается напряжение на нижнем плече делителя $U_{R_{II}}$. Потенциал базы транзистора T_y по отношению к эмиттеру станет более отрицателен и его базовый $I_{б,y}$ и коллекторный $I_{к,y}$ токи увеличиваются. Напряжение на резисторе R_y в этой схеме равно разности напряжений дополнительного источника и на переходе база — эмиттер транзистора T_p , т. е. ($U_{ст4} - U_{б.э,p}$). Если учесть, что напряжение на переходе база — эмиттер изменяется незначительно из-за нелинейности входной характеристики транзистора, а напряжение $U_{ст4}$ неизменно по величине, то напряжение U_{R_y} можно считать величиной постоянной. Вследствие постоянства напряжения U_{R_y} сумму токов $I_{R_y} = I_{к,y} + I_{б,p}$, протекающих через резистор R_y , можно считать также величиной постоянной.

Увеличение тока $I_{к.у}$ вызывает уменьшение тока базы $I_{б.р}$ транзистора T_p , так как $I_{R_y} = \text{const}$. Уменьшение тока базы $I_{б.р}$ приводит к увеличению напряжения на переходе эмиттер — коллектор транзистора T_p , и выходное напряжение стабилизатора уменьшается до своего первоначального значения.

Стабилизация напряжения питания усилителя постоянного тока дает возможность уменьшить изменение выходного напряжения при изменении входного напряжения. Коэффициенты стабилизации и сглаживания пульсации увеличиваются. Из (4.18), приравнявая $\Delta U_{п.у}$, $\Delta I_{н}$, $\Delta U_{оп}$ нулю, можно найти коэффициент стабилизации. Коэффициент сглаживания пульсации схемы равен приблизительно коэффициенту стабилизации. Внутреннее сопротивление, так же как и для предыдущих схем, определяется из (4.19).

Как было отмечено, величина ошибки $\Delta U_{вых}$ на выходе стабилизатора в значительной степени зависит от стабильности опорного напряжения (напряжения стабилитрона D_3).

Изменение окружающей температуры изменяет напряжение на стабилитроне. Величина изменения напряжения стабилитрона зависит от величины его температурного коэффициента. Если температурный коэффициент стабилитрона положительный, то при увеличении окружающей температуры опорное напряжение возрастает, что вызывает уменьшение отрицательного потенциала на базе транзистора T_y (см. рис. 4.10). Вследствие этого уменьшаются токи базы и коллектора транзистора T_y , увеличивается ток базы $I_{б.у}$ и уменьшается напряжение на переходе коллектор — эмиттер транзистора T_y , что приводит к увеличению выходного напряжения стабилизатора.

Для уменьшения изменений выходного напряжения, связанных с изменением окружающей температуры, в схемах предусматривается температурная компенсация. В схеме рис. 4.10 термокомпенсирующими элементами являются диоды или стабилитроны D_k , включенные в прямом направлении в верхнее плечо делителя. Диоды и стабилитроны, включенные в прямом направлении, имеют отрицательный температурный коэффициент. Увеличение окружающей температуры приводит к уменьшению напряжения на диодах D_k , а напряжение $U_{R_{II}}$ увеличивается, что в результате приводит к снижению выходного напряжения. Таким образом, изменения выходного напряжения, связанные с изменением напряжения стабилитрона D_3 , противоположны по знаку изменениям выходного напряжения, связанным с изменением напряжения на компенсирующих диодах D_k . Такая температурная компенсация возможна, если температурный коэффициент стабилитрона D_3 положительный. В случае, если температурный коэффициент стабилитрона отрицательный, в одно из плеч делителя включается терморезистор, который и обеспечивает температурную компенсацию.

Сравнивая схемы рис. 4.7, 4.9, 4.10, необходимо отметить, что наибольший коэффициент стабилизации имеет схема с дополнительным стабилизированным источником питания. Коэффициент сглаживания во всех рассмотренных схемах равен приблизительно

коэффициенту стабилизации (если конденсатор C_1 отсутствует). Внутреннее сопротивление всех схем приблизительно одинаково. В этих схемах источник опорного напряжения включен в цепь эмиттера усилительного транзистора T_y . Напряжение на переходе коллектор — эмиттер транзистора T_y равно разности $U_{\text{вых}} - U_{\text{оп}}$. Из этого следует, что для обеспечения необходимого напряжения на переходе коллектор — эмиттер транзистора T_y необходимо, чтобы выходное напряжение в рассмотренных схемах всегда было больше напряжения опорного.

Для получения малых выходных напряжений $U_{\text{вых}} < U_{\text{оп}}$ и в случае, если требуется широкая регулировка выходного напряжения, применяется схема рис. 4.11. В этой схеме источник опорного

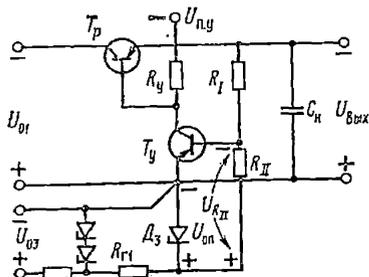


Рис. 4.11. Схема транзисторного стабилизатора на низкие выходные напряжения

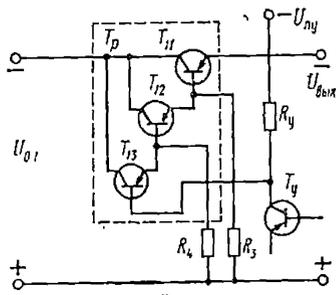


Рис. 4.12. Схема включения составного транзистора

напряжения подключается к плюсовой шине стабилизатора, а сравнивающий делитель R_I, R_{II} получает питание от суммарного напряжения $U_{\text{вых}} + U_{\text{оп}}$. При изменении выходного напряжения изменяется напряжение $U_{R_{II}}$ на нижнем плече делителя, изменяется потенциал базы транзистора T_y , а следовательно, изменяется напряжение на переходе база — эмиттер регулирующего транзистора T_p . Изменение напряжения на переходе база — эмиттер транзистора T_p вызывает изменение напряжения на его коллекторе, и выходное напряжение возвращается к своему первоначальному значению.

Поскольку изменение выходного напряжения в значительной степени зависит от стабильности опорного напряжения, в схеме применяется двухкаскадный параметрический стабилизатор.

В рассмотренных схемах в качестве регулирующего использовался один транзистор. Так как при больших токах нагрузки ток базы регулирующего транзистора может достигать значительной величины, то для согласования мощного регулирующего транзистора с маломощным усилителем постоянного тока в схемах стабилизаторов применяется составной регулирующий транзистор. На рис. 4.12 представлена схема включения составного транзистора. Резисторы R_3, R_4 необходимы для обеспечения нормальных рабочих ре-

жимов транзисторов T_{12} , T_{13} . Для определения параметров схемы составной транзистор заменяют T_p с эквивалентными параметрами.

Транзисторные стабилизаторы с параллельным включением регулирующего элемента целесообразно использовать при малых изменениях напряжения сети и импульсном изменении тока нагрузки.

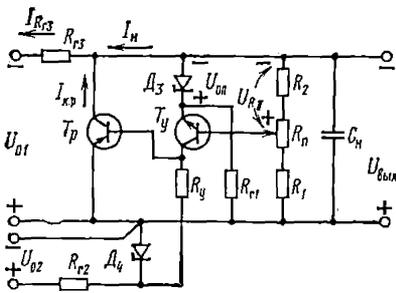


Рис. 4.13. Схема транзисторного стабилизатора с параллельным включением регулирующего элемента

Основными достоинствами параллельных стабилизаторов являются неизменность входного тока при изменяющемся токе нагрузки и постоянном входном напряжении и нечувствительность к коротким замыканиям на выходе. Схема параллельного стабилизатора изображена на рис. 4.13. Стабилизатор состоит из регулирующего транзистора T_p ; гасящего резистора R_{R3} ; усилителя постоянного тока T_y , R_y ; источника опорного напряжения D_3 , R_{R1} ; делителя напряжения R_1 , R_2 , R_n ; конденсатора C_n и дополнительного источника D_4 , R_{R2} для питания усилителя постоянного тока.

Выходное напряжение стабилизатора $U_{\text{вых}}$ равно разности напряжений входного и на гасящем резисторе R_{R3} : $U_{\text{вых}} = U_{01} - U_{R_{R3}}$.

Ток, протекающий через балластное сопротивление, $I_{R_{R3}} = I_{K.p} + I_N$, где $I_{K.p}$ — ток коллектора регулирующего транзистора; I_N — ток нагрузки.

При изменении входного напряжения, например увеличении, в первый момент начинает увеличиваться напряжение на выходе. Увеличение напряжения на выходе приводит к увеличению напряжения $U_{R_{R1}}$, увеличивается положительный потенциал на базе транзистора T_y , увеличивается его базовый и коллекторный токи. Увеличение коллекторного тока транзистора T_y приводит к увеличению напряжения на резисторе R_y , увеличивается минус на базе регулирующего транзистора T_p , и его коллекторный ток увеличивается. Увеличение коллекторного тока транзистора T_p приводит к увеличению тока $I_{R_{R3}}$ и напряжения $U_{R_{R3}}$ на гасящем резисторе. Напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до первоначального значения с определенной степенью точности.

При изменении тока нагрузки в первый момент изменяется выходное напряжение, а затем схема работает аналогично вышеизложенному. Приращение тока нагрузки вызывает равное по величине и противоположное по знаку приращение тока коллектора регулирующего транзистора T_p . В результате при постоянном входном напряжении входной ток стабилизатора не изменяется. Регулировка выходного напряжения в схеме, так же как и в последовательных стабилизаторах, осуществляется потенциометром R_n , включенным в цепь делителя.

Параметры схемы (коэффициент стабилизации, внутреннее сопротивление) можно определить из следующих выражений:

$$K_{ст} = (K_y \alpha \alpha' S_p / R_{г3}) (U_{вых} / U_{01}) = (r_i / R_{г3}) (U_{вых} / U_{01}); \quad (4.21)$$

$$r_i = -1 / K_y \alpha \alpha' S_p, \quad (4.22)$$

где K_y — коэффициент усиления усилителя постоянного тока; $\alpha = R_{II} / (R_I + R_{II})$ — коэффициент передачи делителя; $\alpha' = R_{вх.у} / (R_{вх.у} + \frac{R_I R_{II}}{R_I + R_{II}})$ — коэффициент, учитывающий влияние входного сопротивления усилителя на коэффициент передачи делителя; S_p — крутизна регулирующего транзистора.

Как видно из (4.21), коэффициент стабилизации пропорционален отношению сопротивлений, так же как и в параметрических стабилизаторах. Основным энергетическим показателем стабилизаторов является коэффициент полезного действия. У последовательных стабилизаторов КПД несколько больше, чем у параллельных, поскольку от источника питания потребляется меньший ток.

В транзисторных стабилизаторах регулирующей транзистор выбирают исходя из максимального напряжения на переходе коллектор — эмиттер, максимального тока и максимальной рассеиваемой мощности. Диапазон допустимых напряжений, токов и мощностей транзисторов, выпускаемых промышленностью, достаточно велик. Тем не менее не всегда удается подобрать по напряжению, току или мощности один силовой транзистор для работы в стабилизаторе. Возможным выходом в таких случаях является параллельное или последовательное включение регулирующих транзисторов.

На рис. 4.14а показан способ параллельного включения двух транзисторов. Такое включение применяется для разгрузки транзисторов по току и мощности. Для выравнивания токов транзисторов в цепи их эмиттеров включены симметрирующие сопротивления. Последовательное включение транзисторов (рис. 4.14б) позволяет уменьшить напряжение на переходе коллектор — эмиттер и снизить рассеиваемую на них мощность. Выравнивание напряжений осуществляется с помощью делителя напряжения. Предельная мощность, рассеиваемая без радиатора, для мощных отечественных транзисторов при окружающей температуре 40—50°С составляет 1,5—2,5 Вт. В стабилизаторах на регулирующем транзисторе может рассеиваться мощность, значительно превышающая указанные

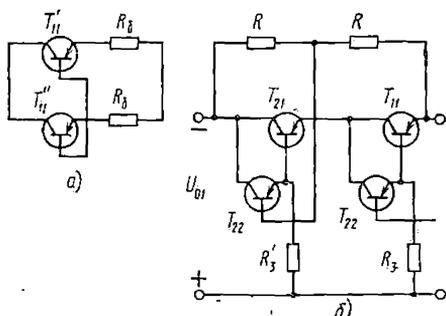


Рис. 4.14. Схемы включения регулирующих транзисторов: а — параллельная; б — последовательная

значения. От значения мощности, рассеиваемой на регулирующем транзисторе, зависит температура его коллекторного перехода, которая не должна превышать предельно допустимого значения. Для германиевых транзисторов она составляет 85—100° С, для кремниевых 150—200° С. Превышение температуры перехода свыше предельной вызывает тепловой пробой транзистора.

Для отвода тепла транзисторы устанавливаются на радиаторы (теплоотводы). Температура перехода будет тем ниже, чем выше эффективность радиатора. В свою очередь эффективность радиатора зависит от площади его поверхности, материала и конструкции. Одним из наиболее распространенных материалов, применяемых для изготовления радиаторов, являются алюминий и его сплавы. Конструктивно радиаторы подразделяются на пластинчатые, ребристые и штырьковые. Пластинчатые радиаторы целесообразно использовать для рассеяния небольших мощностей. Основное достоинство пластинчатого радиатора — простота изготовления. Ребристые радиаторы значительно эффективнее пластинчатых и в настоящее время получили широкое распространение. Наиболее эффективным является штырьковый радиатор, однако из-за более сложной технологии изготовления радиаторы этого типа нашли меньшее применение, чем ребристые.

Размеры радиатора зависят от мощности, рассеиваемой на транзисторе. Чем больше рассеиваемая мощность, тем больше объем, масса как радиатора, так и стабилизатора в целом. Снижение мощности, рассеиваемой на регулирующем транзисторе, позволяет уменьшить размеры радиатора, а следовательно, габариты и массу стабилизатора. Одним из способов уменьшения мощности в последовательных стабилизаторах является шунтирование регулирующего транзистора резистором. В этом случае часть тока нагрузки протекает через резистор, ток коллектора регулирующего транзистора уменьшается, что ведет к снижению мощности, рассеиваемой на нем. В параллельных стабилизаторах последовательно с регулирующим транзистором включается резистор, что также ведет к снижению рассеиваемой на нем мощности.

4.4.

РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С НЕПРЕРЫВНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

На рис. 4.15 изображены наиболее распространенные схемы стабилизаторов с последовательным включением регулирующего транзистора. Эти стабилизаторы различаются построением схем сравнения. Схема рис. 4.15а применяется, когда выходное напряжение больше опорного. В схеме источник опорного напряжения включен в цепь эмиттера усилительного транзистора. Схема рис. 4.15б применяется, если выходное напряжение меньше опорного. В этой схеме минус источника опорного напряжения подключен к плюсу стабилизатора, а сравнивающий делитель (R_1 , R_2) питается от суммарного напряжения ($U_{\text{вых}} + U_{\text{оп}}$).

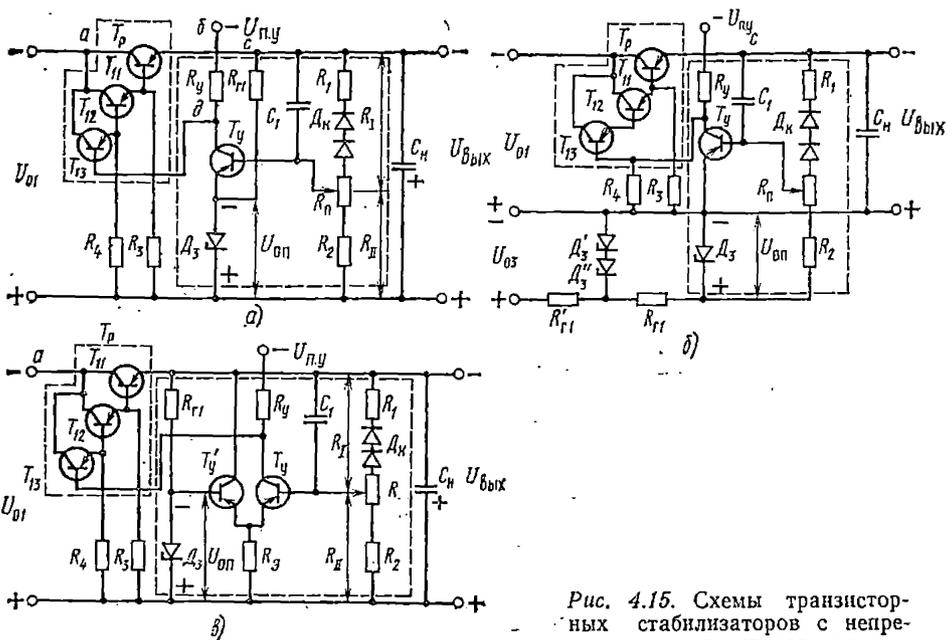


Рис. 4.15. Схемы транзисторных стабилизаторов с непрерывным регулированием

Стабилизатор с дифференциальным усилителем постоянного тока (рис. 4.15в) используется в случае, если выходное напряжение больше напряжения опорного. В стабилизаторах с дифференциальным усилителем, в отличие от схем рис. 4.15а, б, происходит компенсация температурного дрейфа напряжений на переходах база — эмиттер транзисторов T_y и T'_y . Кроме того, в отличие от схемы рис. 4.15а, источник опорного напряжения включен в базу транзистора T'_y , что позволяет уменьшить нестабильность из-за влияния динамического сопротивления опорного источника.

Как показано в § 4.3, напряжение питания усилителя постоянного тока оказывает значительное влияние на стабильность выходного напряжения. Наименьший коэффициент стабилизации имеет место при питании усилителя непосредственно от входного напряжения (рис. 4.16а, точка б подключена к точке а). В этом случае изменения напряжения U_{01} приводят к значительным изменениям тока коллектора усилительного транзистора, что, в свою очередь, приводит к уменьшению стабильности выходного напряжения. В связи с этим приходится осуществлять питание усилителя постоянного тока от дополнительного стабилизированного источника питания (рис. 4.16б).

Если невозможно использовать дополнительный источник для питания усилителя постоянного тока, например при питании стабилизатора от аккумуляторной батареи, можно применять схему рис. 4.16в.

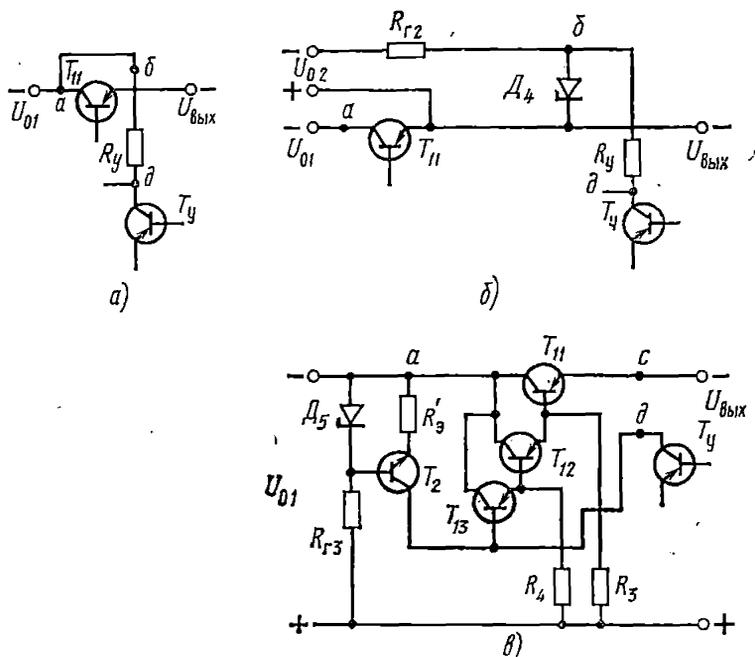


Рис. 4.16. Схемы питания усилителя постоянного тока:
а — со входа стабилизатора; *б* — от дополнительного источника;
в — со входа стабилизатора (в качестве нагрузки T_y использует-
 ся стабилизатор тока)

Исходные данные, необходимые для расчета: напряжение питающей сети U_1 , В; частота тока сети $f_{\text{с}}$, Гц; величины относительных отклонений напряжения сети как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения $a_{\text{макс}}$, $a_{\text{мин}}$; номинальное значение выходного напряжения стабилизатора $U_{\text{вых}}$, В; пределы регулировки выходного напряжения стабилизатора $U_{\text{вых.макс}}$, $U_{\text{вых.мин}}$, В; максимальный и минимальный токи нагрузки стабилизатора $I_{\text{н.макс}}$, $I_{\text{н.мин}}$, А; коэффициент стабилизации по входному напряжению $K_{\text{ст}}$; внутреннее сопротивление стабилизатора r_i , Ом; амплитуда пульсации выходного напряжения стабилизатора $U_{\text{выхтл}}$, В; пределы изменения температуры окружающей среды $\theta_{\text{окр.мин}}$, $\theta_{\text{окр.макс}}$; температурный коэффициент стабилизатора γ , мВ/°С.

Расчет силовой части стабилизатора. 1. На основании исходных данных выбираем ту или иную схему стабилизатора (см. рис. 4.15). При выборе схемы необходимо отметить, что в качестве опорного стабилитрона D_3 применяют стабилитроны, имеющие наименьший температурный коэффициент и наименьшее дифференциальное сопротивление. Наименьшее напряжение стабилизации таких стабилитронов равно 7—10 В. Исходя из этого, схемы рис. 4.15*а*; *в* желательнее применять, когда выходное напряжение больше 10 В. Схему рис. 4.15*б* применяют, когда выходное на-

пряжение менее 10 В, и в случае, если требуется широкая регулировка выходного напряжения.

При повышенных окружающих температурах ($\theta_{\text{окр. макс}} > 50^\circ \text{C}$) схемы стабилизаторов желательно выполнять на кремниевых транзисторах. Так как большинство кремниевых транзисторов имеет проводимость *n-p-n*, то при использовании их в схемах рис. 4.15 необходимо изменить полярность входного напряжения и включить стабилитрон D_3 в обратном направлении.

2. Определяем минимальное, номинальное и максимальное напряжения на входе стабилизатора: $U_{01\text{ мин}}$, U_{01} , $U_{01\text{ макс}}$. Величину $U_{01\text{ мин}}$ определяем при максимальном напряжении на выходе стабилизатора $U_{\text{вых. макс}}$ и при максимальном токе через регулирующий транзистор T_{11} : $I_{K11\text{ макс}} = I_{H\text{ макс}} + I_{\text{вн}}$, где $I_{\text{вн}}$ — ток, потребляемый схемой стабилизатора, равный ориентировочно 0,02—0,03 А;

$$U_{01\text{ мин}} \geq U_{\text{вых. макс}} + U_{K.э11\text{ мин}} + U_{01m1}, \quad (4.23)$$

где амплитуда пульсации на входе стабилизатора $U_{01m1} = (0,05 \div \div 0,1) (U_{\text{вых. макс}} + U_{K.э11\text{ мин}})$ В; $U_{K.э11\text{ мин}} = 1,5 \div 2$ В для германиевых транзисторов.

Если коллекторной нагрузкой усилителя является эмиттерный повторитель (см. рис. 4.16в), то, выбрав ориентировочно тип диода или стабилитрона D_5 и их количество, можно определить минимальное напряжение $U_{K.э11\text{ мин}}$ из выражения

$$U_{K.э11\text{ мин}} = n_{D_5} U_{D_5\text{ макс}} + (2 \div 3) \text{ В},$$

где n_{D_5} — число диодов D_5 , включенных последовательно.

Номинальное и максимальное напряжения на входе стабилизатора определяются из выражений:

$$U_{01} = U_{01\text{ мин}} / (1 - a_{\text{мин}}); \quad (4.24)$$

$$U_{01\text{ макс}} = U_{01} (1 + a_{\text{макс}}). \quad (4.25)$$

3. Найдем максимальное напряжение на входе стабилизатора $U_{01\text{ макс. макс}}$ при минимальном токе нагрузки $I_{H\text{ мин}}$ и определим максимальное напряжение на переходе коллектор—эмиттер транзистора T_{11} :

$$U_{01\text{ макс. макс}} = U_{01\text{ макс}} + (I_{H\text{ макс}} - I_{H\text{ мин}}) r_0; \quad (4.26)$$

$$U_{K.э11\text{ макс}} = U_{01\text{ макс. макс}} - U_{\text{вых. мин}}. \quad (4.27)$$

Величину внутреннего сопротивления выпрямителя r_0 можно принять ориентировочно равной $(0,05 \div 0,1) U_{01} / I_{H\text{ макс}}$.

4. Величина максимальной мощности, рассеиваемой на регулирующем транзисторе,

$$P_{K11} = (U_{01\text{ макс}} - U_{\text{вых. мин}}) I_{K11\text{ макс}}. \quad (4.28)$$

5. По данным $U_{K.э11\text{ макс}}$, $I_{K11\text{ макс}}$, P_{K11} из справочника или приложения П4.3 выбираем тип регулирующего транзистора. При его выборе необходимо учесть, что расчетные величины $U_{K.э11\text{ макс}}$,

$I_{K1\text{макс}}$, P_{K1} должны быть меньше предельных значений, указанных в справочнике.

Определяем величину предельной мощности, которую может рассеять выбранный транзистор без радиатора:

$$P_{K1\text{макс}} = (\theta_{\text{пер.макс}} - \theta_{\text{окр.макс}}) / R_{\text{T}}, \quad (4.29)$$

где $\theta_{\text{пер.макс}}$ — максимальная температура коллекторного перехода; $\theta_{\text{окр.макс}}$ — максимальная температура окружающей среды; $R_{\text{T}} = R_{\text{T.п.-к}} + R_{\text{T.к.-с}}$ — тепловое сопротивление транзистора; $R_{\text{T.п.-к}}$ — тепловое сопротивление переход — корпус; $R_{\text{T.к.-с}}$ — тепловое сопротивление корпус — среда.

Величины R_{T} , $R_{\text{T.п.-к}}$ и $R_{\text{T.к.-с}}$ определяются из справочника или табл. 4.1.

Таблица 4.1
Параметры транзисторов

Тип транзистора	$R_{\text{T.п.-к}}$, °C/Вт	$R_{\text{T}} = R_{\text{T.п.-к}} + R_{\text{T.к.-с}}$, °C/Вт	$\theta_{\text{пер.макс}}$	Проводимость
П210А, Б, В, Ш	1	30	85	p-n-p
П213, П214, П215	4	35	85	p-n-p
П216, П217	2	35	85	p-n-p
ГТ703	3	30	85	p-n-p
П601, П602	15	50	85	p-n-p
П605	5	35	85	p-n-p
П701	10	85	150	n-p-n
П702	2,5	33	150	n-p-n
КТ801А, Б	—	20	150	n-p-n
ГТ905А, Б	9	50	85	n-p-n
ГТ810А	2,5	50	150	n-p-n
ГТ402	—	100	85	p-n-p
ГТ403А-Ю	15	100	85	p-n-p
ГТ403А-И	15	100	85	p-n-p
ГТ405А-Г	—	100	85	p-n-p
ГТ612А	—	132	85	p-n-p
КТ602А-Г	45	150	150	p-n-p
КТ603А-Е	—	200	150	p-n-p
КТ604А, Б; КТ611А-Г	40	150	150	n-p-n
КТ605А, Б	—	300	150	n-p-n
КТ608	—	200	150	n-p-n
КТ616А, Б	—	260	150	n-p-n
КТ617	—	215	150	n-p-n
КТ618А	—	200	150	n-p-n
МП25, МП26	—	200	75	p-n-p
КТ118А-В	—	400	150	p-n-p
МП35—МП38	—	200	85	n-p-n
МП39, МП40, МП41, МП42	—	330	120	n-p-n
МП111, МП112, МП113, МП114, МП115, МП116	—	330	120	n-p-n
КТ104А-Г	—	400	150	p-n-p

Тепловая характеристика транзистора с радиатором (рис. 4.17) представляет собой зависимость мощности, рассеиваемой транзистором, от температуры окружающей среды. Температура коллекторного перехода в любой точке характеристики равна предельно допустимой величине.

При выборе радиатора необходимо, чтобы при температуре $\theta_{\text{окр.макс}} + (0,1 \div 0,2) \theta_{\text{пер.макс}}$ мощность, которую может рассеять транзистор с данным радиатором $P_{\text{кп1макс}}$, была равна или больше $P_{\text{кп1}}$. В этом случае температура коллекторного перехода транзистора T_{11} меньше предельно допустимой температуры $\theta_{\text{пер.макс}}$.

Если транзистор T_{11} не проходит по току или мощности ни с одним радиатором, указанным в приложении П4.3, необходимо использовать параллельное включение транзисторов (см. рис. 4.14а). При параллельном включении транзисторов для выравнивания токов в эмиттеры T'_{11} , T''_{11} включают резисторы. Величина $R_6 = (0,5 \div 1) n_{\text{пар}} / I_{\text{кп1макс}}$, где $n_{\text{пар}}$ — число параллельно включенных транзисторов. В качестве R_6 необходимо использовать точные резисторы с допуском не более 2%, например, резисторы ПТМК или УЛИ.

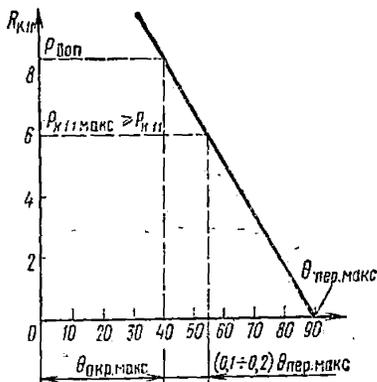


Рис. 4.17. Тепловая характеристика транзистора с радиатором

Если транзистор T_{11} не проходит по максимальному напряжению на переходе коллектор — эмиттер, необходимо использовать последовательное включение двух или нескольких транзисторов (см. рис. 4.14б). Для симметрии коллекторных напряжений транзисторы шунтируются делителем, состоящим из резисторов R . Величину сопротивления резистора R можно определить из неравенства

$$R < U_{\text{к.эл1макс}} / 2I_{\text{б.р}}$$

где $I_{\text{б.р}}$ — ток базы составного регулирующего транзистора. Для схемы рис. 4.14б ток базы составного транзистора ориентировочно принимаем равным 0,2—0,5 мА.

При параллельном включении регулирующих транзисторов необходимо увеличить $U_{01\text{мин}}$ на величину падения напряжения на сопротивлении R_6 . При этом следует пересчитать величины U_{01} , $U_{01\text{макс}}$ и проверить, не превышает ли $U_{\text{к.эл1макс}}$ предельной величины, указанной в справочнике для выбранных транзисторов T'_{11} , T''_{11} . При последовательном соединении также необходимо пересчитать величины $U_{01\text{мин}}$, U_{01} , $U_{01\text{макс}}$, учитывая, что $U_{01\text{мин}}$ увеличивается на $U_{\text{к.эл1мин}}$. При параллельном и последовательном включении транзисторов радиатор выбирается на мощность $P_{\text{кп1}}/n$, где

n — число транзисторов, включенных параллельно или последовательно.

6. Зная входные напряжения стабилизатора $U_{01\text{мин}}$, U_{01} , $U_{01\text{макс}}$, максимальный или минимальный токи, потребляемые стабилизатором от выпрямителя, $I_0 = I_{к11\text{макс}}$, $I_{0\text{мин}} = I_{н\text{.мин}}$ и пульсацию на входе стабилизатора $U_{01\text{мл}}$, производим расчет фильтра выпрямителя по методике, изложенной в гл. 2 и 3. Из расчета выпрямителя определяем величину его внутреннего сопротивления. Из выражений (4.26), (4.27) уточним величины $U_{01\text{макс.макс}}$ и $U_{к.э11\text{макс}}$.

7. Количество транзисторов, входящих в составной, зависит от максимальных величин тока коллектора транзистора T_{11} $I_{к11\text{макс}}$ и тока коллектора T_y $I_{к.у}$. Их число должно быть таким, чтобы ток базы составного транзистора $I_{б.р}$ был на порядок меньше тока коллектора усилительного транзистора $I_{к.у}$. Так как в качестве T_y используются маломощные транзисторы и величина тока $I_{к.у} = 2 \div 5$ мА, то соответственно ток $I_{б.р}$ должен быть равен $0,2 \div 0,5$ мА.

Для выбора транзистора T_{12} определим:

минимальный и максимальный токи базы транзистора T_{11}

$$\left. \begin{aligned} I_{б11\text{мин}} &= I_{н\text{.мин}} / h_{21э11\text{макс}}, \\ I_{б11\text{макс}} &= I_{к11\text{макс}} / h_{21э11\text{мин}}; \end{aligned} \right\} \quad (4.30)$$

ток через резистор R_3

$$I_{R_3} = (1 \div 1,5) (I_{к.б0\text{макс}} - I_{б11\text{мин}}) n_{\text{пар}11}, \quad (4.31)$$

где $n_{\text{пар}11}$ — число транзисторов T_{11} , включенных параллельно; $I_{к.б.011\text{макс}}$ — обратный ток коллектора транзистора T_{11} при максимальной температуре коллекторного перехода;

величину сопротивления резистора R_3

$$R_3 \leq U_{\text{вых.мин}} / I_{R_3};$$

максимальное значение тока эмиттера транзистора T_{12}

$$I_{э12\text{макс}} = I_{б11\text{макс}} + (U_{\text{вых.макс}} / R_3) \approx I_{к12\text{макс}}; \quad (4.32)$$

максимальное напряжение на переходе коллектор — эмиттер транзистора T_{12}

$$U_{к.э12\text{макс}} = U_{к.э11\text{макс}};$$

максимальную величину мощности, рассеиваемую транзистором T_{12} ,

$$P_{к12} = I_{к12\text{макс}} U_{к.э12\text{макс}}. \quad (4.33)$$

По величинам $I_{к12\text{макс}}$, $U_{к.э12\text{макс}}$, $P_{к12}$ выбираем из справочника тип транзистора T_{12} . При последовательном соединении регулирующих транзисторов (см. рис. 4.14б) расчет количества транзисторов, входящих в составной, ведется на одну группу (T_{11} , T_{12}). Ток через резистор R'_3 равен току I_{R_3} .

Сопротивление резистора R'_3 (см. рис. 4.14б) определяется из выражения $R'_3 \leq (U_{\text{вых.мин}} + U_{к.э11\text{мин}}) / I_{R_3}$.

Из (4.29) определяем предельную величину мощности $P_{K12\text{макс}}$, которую может рассеять транзистор T_{12} без радиатора при $\theta_{\text{окр.макс}}$. Если $P_{K12} > P_{K12\text{макс}}$, необходимо выбрать радиатор, как это показано в п.5. При $P_{K12} < P_{K12\text{макс}}$ транзистор T_{12} устанавливается без радиатора.

Найдем максимальный и минимальный токи базы транзистора T_{12} :

$$\left. \begin{aligned} I_{612\text{макс}} &= I_{K12\text{макс}}/h_{21\text{э}12\text{мин}}; \\ I_{612\text{мин}} &= (I_{\text{н.мин}}/h_{21\text{э}11\text{макс}}h_{21\text{э}12\text{макс}}) + (U_{\text{вых.мин}}/R_3h_{21\text{э}12\text{макс}}). \end{aligned} \right\} (4.34)$$

Если величина $I_{612\text{макс}} > (0,3 \div 0,5)$ мА, увеличиваем число транзисторов, входящих в составной, до трех.

Для выбора транзистора T_{13} необходимо определить величины тока через резистор R_4 , сопротивления резистора R_4 , тока $I_{K13\text{макс}}$, напряжения $U_{K.\text{э}13\text{макс}}$ и мощности P_{K13} .

Значение тока через резистор R_4 определяем из (4.31), подставляя вместо величины $I_{K.6011\text{макс}}$, $I_{611\text{мин}}$, $n_{\text{пар}11}$ величины $I_{K.6012\text{макс}}$, $I_{612\text{мин}}$, $n_{\text{пар}12}$. Величину сопротивления R_4 определяем из (4.31), подставляя в это выражение вместо I_R , величину I_{R4} . Ток $I_{K13\text{макс}}$ найдем из (4.32), подставляя вместо $I_{611\text{макс}}$ и R_3 соответственно $I_{612\text{макс}}$, R_4 . Напряжение $U_{K.\text{э}13\text{макс}} = U_{K.\text{э}12\text{макс}} = U_{K.\text{э}11\text{макс}}$. Величину мощности P_{K13} определяем из (4.33), заменяя $I_{K12\text{макс}}$ и $U_{K.\text{э}12\text{макс}}$ на $I_{K13\text{макс}}$, $U_{K.\text{э}13\text{макс}}$.

По величинам $I_{K13\text{макс}}$, $U_{K.\text{э}13\text{макс}}$, P_{K13} выбираем тип транзистора T_{13} .

Из (4.29) определяем $P_{K13\text{макс}}$ и проверяем, выполняется ли неравенство $P_{K13\text{макс}} > P_{K13}$. Если это неравенство не выполняется, выбираем более мощный транзистор.

Определяем максимальный ток базы транзистора T_{13} :

$$I_{613\text{макс}} = I_{K13\text{макс}}/h_{21\text{э}13\text{мин}}.$$

Если величина $I_{613\text{макс}} < 0,3 \div 0,5$ мА, то количество транзисторов, входящих в составной, равно трем.

Расчет схем сравнения и усилителя постоянного тока. 1. Выбираем тип схемы сравнения и определяем величину опорного напряжения.

Для схемы рис. 4.15а и в

$$U_{\text{оп}} \leq U_{\text{вых.мин}} - (2 \div 3) \text{ В.} \quad (4.35)$$

Для схемы рис. 4.15б величина опорного напряжения может быть как больше, так и меньше выходного напряжения.

Определив величину опорного напряжения из приложения или из справочника, выбираем тип кремниевого стабилитрона D_3 и определяем его основные параметры: дифференциальное сопротивление $r_{\text{ст}3}$, Ом; минимальное и максимальное значения напряжения стабилизации $U_{\text{ст}3\text{мин}}$, $U_{\text{ст}3\text{макс}}$, В; максимальный температурный коэффициент $\alpha_{\text{ст}3}$, $\% / ^\circ\text{C}$; минимальный и максимальный токи через стабилитрон $I_{\text{мин}}$, $I_{\text{макс}}$, мА.

В схеме рис. 4.15а желательно использовать стабилитроны с малым температурным коэффициентом (типа Д818), так как в данной схеме температурный уход напряжений на переходе база—эмиттер транзисторов T_y , T'_y скомпенсирован.

В схемах рис. 4.15 возможно последовательное включение стабилитронов. В этом случае $r_{ст}$ увеличиваются в n раз, где n — число стабилитронов, включенных последовательно.

2. Задаемся максимальным током коллектора усилительного транзистора T_y $I_{к.у.макс} \approx 2 \div 5$ мА. В схеме рис. 4.15а токи коллекторов T_y и T'_y должны быть одинаковы: $I_{к.у.макс} = I'_{к.у.макс} = 2 \div 5$ мА.

Определяем максимальное напряжение на переходе коллектор — эмиттер транзистора T_y :

$$\left. \begin{aligned} &\text{для схемы рис. 4.15а} \\ &U_{к.э.у.макс} = U_{вых.макс} - U_{ст3мин}; \\ &\text{для схемы рис. 4.15б} \\ &U_{к.э.у.макс} = U_{вых.макс}; \\ &\text{для схемы рис. 4.15в} \\ &U_{к.э.у.макс} = U'_{к.э.у.макс} = U_{вых.макс} - U_{ст3мин}. \end{aligned} \right\} (4.36)$$

Определяем максимальную мощность, рассеиваемую транзистором T_y ,

$$P_{к.у} = U_{к.э.у.макс} I_{к.у.макс}. \quad (4.37)$$

Для схемы рис. 4.15в $P_{к.у} = P'_{к.у}$. По величинам $I_{к.у.макс}$, $U_{к.э.у.макс}$, $P_{к.у}$ из приложения или из справочника выбираем тип транзистора T_y . В схеме рис. 4.15в транзисторы T_y и T'_y выбирают одного типа. В качестве T_y обычно используют маломощные транзисторы с максимальной мощностью рассеивания 150—200 мВт.

Из (4.29) определяем величину $P_{к.у.макс}$ для выбранного типа транзистора. Расчетная величина $P_{к.у}$ должна быть меньше $P_{к.у.макс}$.

Величина сопротивления резистора R_y для схем рис. 4.15 при питании усилителя постоянного тока по схеме рис. 4.16б равна 5—10 кОм.

При питании усилителя постоянного тока по схеме рис. 4.16а величина R_y определяется из следующего выражения:

$$R_y = U_{к.э1макс} / (I_{к.у.макс} + I_{б.р}).$$

Величину сопротивления резистора в цепи эмиттеров (см. рис. 4.15а) найдем из выражения

$$R_э = U_{ст3мин} / 2I_{к.у.макс}. \quad (4.38)$$

3. При питании усилителя по схеме рис. 4.16в необходимо рассчитать эмиттерный повторитель, состоящий из транзистора T_2 , ре-

зисторов $R_{Г3}$, R'_3 и диода или стабилитрона D_5 . Стабилитрон или диод D_5 выбираем исходя из минимальной величины напряжения $U_{к.э1\text{мин}}$. Напряжение диода D_5 должно быть меньше $U_{к.э1\text{мин}}$ на 2—3 В. По величине напряжения $U_{ст5}$ выбираем тип стабилитрона или диода D_5 . В качестве D_5 можно использовать стабилитроны, включенные как в прямом, так и в обратном направлении, либо обычные диоды, имеющие вольт-амперные характеристики, близкие к стабилитронам (например, Д226).

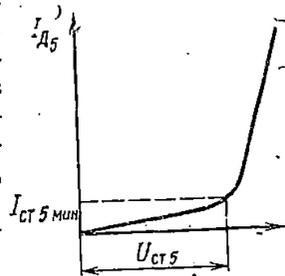


Рис. 4.18. Вольт-амперная характеристика диода

Сопротивление резистора $R_{Г3}$ определяем из выражения

$$R_{Г3} = (U_{0\text{мин}} - U_{ст5}) / I_{ст5\text{мин}}, \quad (4.39)$$

где $I_{ст5\text{мин}}$ — минимальный ток стабилитрона или диода D_5 — определяется из характеристик рис. 4.18.

Определяем сопротивление резистора R'_3 :

$$R'_3 = [U_{ст5} - (0,2 \div 0,5)] / (I_{к.у.макс} + I_{б.р}). \quad (4.40)$$

Транзистор T_2 выбираем исходя из следующих величин:

$$I_{к2макс} = I_{к.у.макс} + I_{б.р};$$

$$P_{к2} = U_{к.э2макс} I_{к2макс};$$

$$U_{к.э2макс} = U_{к.э1макс} - U_{ст5}.$$

Выбрав транзистор T_2 , необходимо проверить, будет ли выполняться неравенство $P_{к2} < P_{к2макс}$, где $P_{к2макс}$ определяется из выражения (4.29) для выбранного типа транзистора.

4. Сопротивление резисторов $R_{Г1}$ для схем рис. 4.15а, в найдем из следующего выражения:

$$R_{Г1} = (U_{вых.мин} - U_{ст3макс}) / I_{ст3мин}, \quad (4.41)$$

где $I_{ст3мин}$ — ток больше или равен минимальному току через стабилитрон D_3 .

Определив величину $R_{Г1}$, необходимо найти максимальный ток через стабилитрон D_3 и убедиться, что его величина не превышает предельно допустимого значения:

для схемы рис. 4.15а

$$I_{ст3макс} = (U_{вых.макс} - U_{ст3мин}) / R_{Г1} + I_{к.у.макс} < I_{макс};$$

для схемы рис. 4.15б

$$I_{ст3макс} = (U_{вых.макс} - U_{ст3мин}) / R_{Г1} < I_{макс}.$$

(4.42)

Для схемы рис. 4.15б сопротивление резистора $R_{Г1}$ определяется из выражений, приведенных в § 4.2 (расчет параметрических стабилизаторов).

Исходными данными для расчета параметрического стабилизатора ($R_{гз}$, D_3 , $R'_{г1}$, D'_3 , D''_3) являются величины: опорного напряжения; тока нагрузки стабилизатора, равного току сравнивающего делителя ($I_{дел} = 5 \div 10$ мА) и коэффициента стабилизации параметрического стабилизатора $K_{ст.оп}$, на порядок большего, чем $K_{ст}$ основного стабилизатора.

5. При питании усилителя по схеме рис. 4.16б необходимо определить величину напряжения дополнительного источника питания и рассчитать его:

$$U_{п.у} = (I_{к.у.макс} + I_{б.р}) R_y,$$

где $I_{б.р}$ — ток базы составного регулирующего транзистора.

По величине напряжения $U_{п.у}$ выбираем тип стабилизатора и рассчитываем параметрический стабилизатор по формулам, приведенным в § 4.2. При расчете необходимо учесть, что ток нагрузки параметрического стабилизатора равен $I_{к.у.макс} + I_{б.р}$. В результате расчета параметрических стабилизаторов опорного напряжения и напряжения $U_{п.у}$ получим необходимые величины для расчета их выпрямителей.

6. Задаемся током делителя $I_{дел}$. Принимаем для всех схем стабилизаторов $I_{дел} = 5 \div 10$ мА. Определим максимальный и минимальный коэффициенты передачи делителя:

$$\left. \begin{aligned} &\text{для схемы рис. 4.15а, в} \\ &\alpha_{мин} = U_{ст1мин}/U_{вых.макс}; \quad \alpha_{макс} = U_{ст1макс}/U_{вых.мин}; \\ &\text{для схемы рис. 4.15б} \\ &\alpha_{мин} = U_{ст1мин}/(U_{вых.макс} + U_{ст1мин}); \\ &\alpha_{макс} = U_{ст1макс}/(U_{вых.мин} + U_{ст1макс}). \end{aligned} \right\} \quad (4.43)$$

Найдем сопротивление делителя. Суммарное сопротивление делителя $R_{дел}$ равно:

$$\left. \begin{aligned} &\text{для схемы рис. 4.15а, в} \\ &R_{дел} = U_{вых.мин}/I_{дел}; \\ &\text{для схемы рис. 4.15б} \\ &R_{дел} = (U_{вых.мин} + U_{ст1мин})/I_{дел}. \end{aligned} \right\} \quad (4.44)$$

Сопротивление резистора нижнего плеча делителя (см. рис. 4.15а—в)

$$R_2 \leq \alpha_{мин} R_{дел}. \quad (4.45)$$

Сопротивление резистора верхнего плеча делителя

$$R_1 \leq (1 - \alpha_{макс}) R_{дел}. \quad (4.46)$$

Сопротивление переменного резистора определим из следующего выражения:

$$R_{п} \geq R_{дел} - R_1 - R_2. \quad (4.47)$$

Рассчитав сопротивления R_1 , R_{II} , R_2 , из справочника выбираем резисторы с ближайшими меньшими сопротивлениями для R_1 , R_2 и ближайшим большим сопротивлением для R_{II} .

Иногда параллельно верхнему плечу делителя для уменьшения пульсации на выходе стабилизатора включается емкость C_1 . Величина емкости конденсатора C_1 определяется из выражения

$$C_1 = \frac{(20 \div 30) \cdot 10^6}{2\pi f_c (R_1 + R_{II})} \quad (4.48)$$

Расчет термокомпенсации. Из [4] известно, что температурный уход выходного напряжения полупроводниковых стабилизаторов зависит в основном от температурных коэффициентов стабилитрона и перехода база — эмиттер усилительного транзистора. Для компенсации изменения выходного напряжения стабилизатора от температуры в одно из плеч делителя включают диоды или кремниевые стабилитроны в прямом направлении (см. рис. 4.15, диоды D_K).

Расчет температурной компенсации сводится к выбору типа и определению числа компенсирующих диодов.

1. Определяем абсолютное максимальное $\gamma_{стз\max}$, номинальное $\gamma_{стз}$ и минимальное $\gamma_{стз\min}$ значения температурного коэффициента стабилитрона D_3 ;

$$\gamma_{стз\max} = 10\alpha_{стз} U_{стз};$$

$$U_{стз} = (U_{стз\min} + U_{стз\max})/2,$$

где $\alpha_{стз}$ — наибольший относительный температурный коэффициент, $\%/^\circ\text{C}$, определяется из справочника;

$$\gamma_{стз} = [2 + 1,25 (U_{стз} - 6)];$$

$$\gamma_{стз\max} = [2 + 1,25 (U_{стз\min} - 6)] - 0,5.$$

Находим максимальный температурный коэффициент стабилизатора γ_{\max} при отсутствии термокомпенсирующих диодов:

для схемы рис. 4.15а

$$\gamma_{\max} = \frac{U_{\text{вых}} (\gamma_{стз\max} + \gamma_{б.у.мин})}{U_{стз\max}};$$

для схемы рис. 4.15б

$$\gamma_{\max} = \frac{U_{\text{вых}} \left[\gamma_{стз\max} \left(1 - \frac{U_{стз\max}}{U_{\text{вых}} + U_{стз\max}} \right) + \rightarrow \right.}{U_{\text{вых}}} \quad (4.49)$$

$$\left. \rightarrow + \gamma_{б.у.мин} (\max) \right] (U_{\text{вых}} + U_{стз\max})};$$

для схемы рис. 4.15в

$$\gamma_{\max} = \frac{U_{\text{вых}} (\gamma_{стз\max} - \gamma_{б.у.макс} (\min) + \gamma_{б.у.мин} (\max))}{U_{стз\max}}.$$

В выражениях (4.49) $\gamma_{б.у.макс}$, $\gamma_{б.у.мин}$ — соответственно макси-

мальный и минимальный температурные коэффициенты перехода база — эмиттер усилительного транзистора. Выражения в скобках относятся к случаю, если температурный коэффициент стабилитрона D_3 отрицательный.

Для германиевых маломощных транзисторов $\gamma_{б.у} = -(1,9 \div \div 2,5) \text{ мВ/}^\circ\text{С}$, т. е. $\gamma_{б.у.макс} = -2,5 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$; $\gamma_{б.у.мин} = -1,9 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$.

Если полученное значение температурного коэффициента больше заданного и положительно, то для термокомпенсации в верхнее плечо делителя включаем компенсирующие диоды.

2. Для определения количества компенсирующих диодов предварительно уточняем величину тока делителя:

для схем рис. 4.15а, в $I_{дел} = U_{вых} / (R_1 + R_п + R_2)$; для схемы рис. 4.15б $I_{дел} = (U_{вых} + U_{стз}) / (R_1 + R_п + R_2)$.

Задаемся величиной тока компенсирующего диода и из графика рис. 4.4 определяем величину его температурного коэффициента γ_k при токе, равном $I_{дел}$.

Определяем количество N_k компенсирующих диодов D_k :
для схемы рис. 4.15а

$$N_k = \frac{(\gamma_{стз} + \gamma_{б.у}) U_{вых}}{U_{стз} \gamma_k};$$

для схемы рис. 4.15б

$$N_k = \frac{\left[\gamma_{стз} \left(1 - \frac{U_{стз}}{U_{вых} + U_{стз}} \right) + \gamma_{б.у} \right] (U_{стз} + U_{вых})}{\gamma_k U_{стз}};$$

для схемы рис. 4.15в $N_k = \gamma_{стз} U_{вых} / \gamma_k U_{стз}$.

Выбираем ближайшее целое число компенсирующих диодов.

3. Определяем наибольшую величину температурного коэффициента стабилизатора при наличии термокомпенсации, считая, что компенсационные диоды имеют разброс Δ , равный $\pm 0,1 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$:

для схемы рис. 4.15а

$$\gamma_{макс.к} = \frac{U_{вых} (\gamma_{стзмакс} + \gamma_{б.у.мин})}{U_{стзмакс}} + N_k \gamma_{к.мин};$$

для схемы рис. 4.15б

$$\gamma_{макс.к} = \frac{\left[\gamma_{стзмакс} \left(1 - \frac{U_{стзмакс}}{U_{вых} + U_{стзмакс}} \right) + \gamma_{б.у.мин} \right] (U_{вых} + U_{стзмакс})}{U_{стзмакс}} + N_k \gamma_{к.мин};$$

для схемы рис. 4.15в

$$\gamma_{макс.к} = \frac{U_{вых} (\gamma_{стзмакс} - \gamma_{б.у.макс} + \gamma_{б.у.мин})}{U_{стзмакс}} + N_k \gamma_{к.мин};$$

где $\gamma_{к.мин} = \gamma_k + 0,1 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$.

Определяем наименьшую величину температурного коэффициента стабилизатора при наличии термокомпенсации:

для схемы рис. 4.15а

$$\gamma_{\text{мин.к}} = \frac{U_{\text{вых}} (\gamma_{\text{стзмин}} + \gamma_{\text{б.у.макс}})}{U_{\text{стзмин}}} + N_{\text{к}} \gamma_{\text{к.макс}};$$

для схемы рис. 4.15б

$$\gamma_{\text{мин.к}} = \frac{\left[\gamma_{\text{стзмин}} \left(1 - \frac{U_{\text{стзмин}}}{U_{\text{вых}} + U_{\text{стзмин}}} \right) + \gamma_{\text{б.у.макс}} \right] (U_{\text{вых}} + U_{\text{стзмин}})}{U_{\text{вых}}} + N_{\text{к}} \gamma_{\text{к.макс}};$$

для схемы рис. 4.15в

$$\gamma_{\text{мин.к}} = \frac{U_{\text{вых}} (\gamma_{\text{стзмин}} - \gamma_{\text{б.у.мин}} + \gamma_{\text{б.у.макс}})}{U_{\text{стзмин}}} + N_{\text{к}} \gamma_{\text{к.макс}}.$$

Выбрав тип и количество компенсационных диодов $D_{\text{к}}$, необходимо пересчитать величины сопротивлений резисторов делителя $R_1, R_{\text{п}}, R_2$ по выражениям (4.43) — (4.47).

При пересчете в формулы необходимо подставлять вместо $U_{\text{вых.макс}} - (U_{\text{вых.макс}} - N_{\text{к}} U_{\text{к}})$, вместо $U_{\text{вых.мин}} - (U_{\text{вых.мин}} - N_{\text{к}} U_{\text{к}})$, $U_{\text{к}}$ — напряжение на одном диоде $D_{\text{к}}$ при токе, равном $I_{\text{дел}}$. Величина $U_{\text{к}}$ определяется по вольт-амперным характеристикам диодов $D_{\text{к}}$ из справочника.

Определение основных параметров стабилизаторов. 1. Определяем коэффициент стабилизации и внутреннее сопротивление.

Усилитель постоянного тока питается от входного напряжения стабилизатора. При питании усилителя постоянного тока по схеме рис. 4.16а коэффициент стабилизации и внутреннее сопротивление для всех схем рис. 4.15 определяются из выражений:

$$\left. \begin{aligned} K_{\text{ст}} &= \frac{K_{\text{р}} K_{\text{у}} \alpha \alpha' n_{\text{посл}} (r_{\text{к.у}} + R_{\text{у}})}{r_{\text{к.у}} + R_{\text{у}} + r_{\text{к.у}} K_{\text{р}} n_{\text{посл}}} \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{в1}}}; \\ r_{\text{i}} &= -1/S_{\text{р}} K_{\text{у}} \alpha \alpha' n_{\text{пар}} \end{aligned} \right\} \quad (4.50)$$

где $K_{\text{р}}$ — коэффициент усиления составного регулирующего транзистора по напряжению, при $I_{\text{к11}} = \text{const}$ $K_{\text{р}} = \Delta U_{\text{к.э.р}} / \Delta U_{\text{б.э.р}} \approx \Delta U_{\text{о1}} / \Delta U_{\text{б.э.р}}$; $K_{\text{у}}$ — коэффициент усиления усилителя постоянного тока; α — коэффициент передачи делителя [$\alpha = (\alpha_{\text{мин}} + \alpha_{\text{макс}}) / 2$]; α' — коэффициент, учитывающий влияние входного сопротивления усилителя на коэффициент передачи делителя; $r_{\text{к.у}}$ — сопротивление коллектора транзистора $T_{\text{у}}$ в схеме с общим эмиттером; $n_{\text{посл}}$ — число регулирующих транзисторов, включенных последовательно; $n_{\text{пар}}$ — число регулирующих транзисторов, включенных параллельно; $S_{\text{р}}$ — крутизна регулирующего транзистора, при $U_{\text{к.э11}} = \text{const}$ $S_{\text{р}} = \Delta I_{\text{к11}} / \Delta U_{\text{б.э.р}}$.

Коэффициент усиления составного регулирующего транзистора $K_{\text{р}}$, крутизна $S_{\text{р}}$ и входное сопротивление $h_{11э.р}$ определяются из выражений, приведенных в табл. 4.2.

Таблица 4.2

Определение величин K_p , S_p , $h_{113.p}$

Количество транзисторов, входящих в составной,			
Параметр	один	два	три
Коэффициент усиления по напряжению составного регулирующего транзистора K_p	K_{11}	$\frac{K_{11}K_{12}}{K_{11} + K_{12}} \approx K_{11}$	$\frac{K_{11}K_{12}K_{13}}{K_{11}K_{12} + K_{12}K_{13} + K_{11}K_{13}} \approx K_{11}$
Круговна составного регулирующего транзистора S_p	$S_{11}/(1 + S_{11}R_6)$	$S_{11}/(1 + S_{11}R_6)$	$S_{11}/(1 + S_{11}R_6)$
Входное сопротивление составного регулирующего транзистора $h_{11 в.р}$	$(h_{21э11} + h_{21э11 \text{ мин}}) \times \frac{1}{h_{\text{пар}}}$	$h_{11э12} + (h_{11э11} + R_6 h_{21э11 \text{ мин}}) \times \frac{1}{h_{21э12 \text{ мин}}} \times \frac{1}{h_{\text{пар}}}$	$h_{11э13} + h_{11э12} h_{21э13 \text{ мин}} + (h_{11э11} \text{ мин} + R_6 h_{21э11 \text{ мин}}) \cdot h_{21э13 \text{ мин}} \times \frac{1}{h_{\text{пар}}}$

Примечание. K_{11} , K_{12} , K_{13} — коэффициенты усиления по напряжению транзисторов T_{11} , T_{12} , T_{13} ; $h_{11э11}$, $h_{11э12}$, $h_{11э13}$ — входные сопротивления транзисторов T_{11} , T_{12} , T_{13} , включенных по схеме с общим эмиттером; S_p , S_{11} — круговна составного транзистора T_p и транзистора T_{11} ; $h_{21э}$ — статический коэффициент передачи тока транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером; $h_{\text{пар}}$ — число параллельно включенных регулирующих транзисторов (T_{11} , T_{12} , рис. 4.14а).

Для определения K_p необходимо найти коэффициенты усиления транзисторов, входящих в составной (K_{11}, K_{12}, K_{13}): $K_{11} = h_{21э11}r_{к11}/h_{11э11}$; $K_{12} = h_{21э12}r_{к12}/h_{11э12}$; $K_{13} = h_{21э13}r_{к13}/h_{11э13}$, где $h_{21э11}, h_{21э12}, h_{21э13}$ — статические коэффициенты передачи тока транзисторов T_{11}, T_{12}, T_{13} в схеме с общим эмиттером; $r_{к11}, r_{к12}, r_{к13}$ сопротивление коллекторов транзисторов T_{11}, T_{12}, T_{13} в схеме с общим эмиттером (определяются из характеристик или из справочника); $h_{11э11}, h_{11э12}, h_{11э13}$ — входные сопротивления транзисторов T_{11}, T_{12}, T_{13} в схеме с общим эмиттером [определяются из характеристик или выражения $h_{11э} = r_б + r_э(1 + h_{21э})$].

Коэффициенты усиления K_{11}, K_{12}, K_{13} можно определить графически по входным и коллекторным характеристикам, как показано на рис. 4.19а и б.

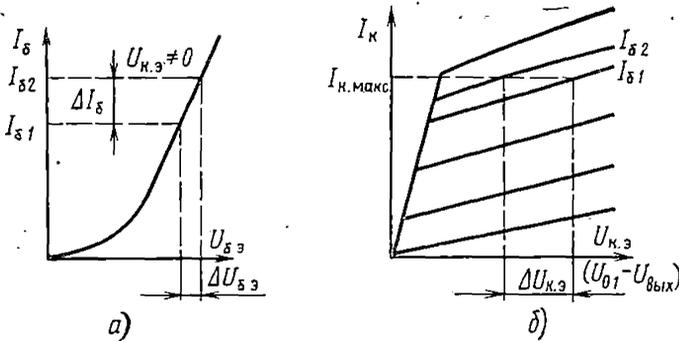


Рис. 4.19. Определение K_1 по характеристикам транзистора:

$$I_б = f(U_{б,э}); \quad I_к = f(U_{к,э}); \quad K = \frac{\Delta U_{к,э}}{\Delta U_{б,э}}; \quad I_к = \text{const.}$$

По входным характеристикам также можно определить величину входного сопротивления транзистора $h_{11э}$ (рис. 4.20). На рис.

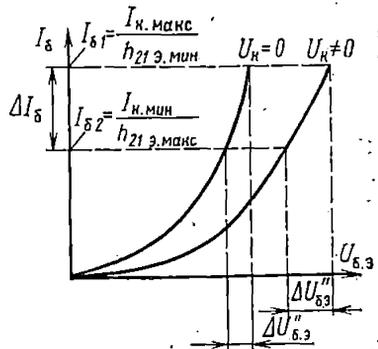


Рис. 4.20. Определение $h_{11э}$ по характеристике транзистора:

$$I_б = f(U_{б,э}); \quad h_{11э} = \frac{h'_{11э} + h''_{11э}}{2} = \left(\frac{\Delta U'_{б,э}}{\Delta I_б} + \frac{\Delta U''_{б,э}}{\Delta I_б} \right) \frac{1}{2}$$

4.20 $h_{11э}$ берется как среднее арифметическое от $h'_{11э}$, найденного при $U_{к,э} = 0$, и $h''_{11э}$, найденного при $U_{к,э} \neq 0$.

Определив входные сопротивления транзисторов, входящих в составной, можно из формул табл. 4.2 найти его входное сопротивление $h_{11э.р}$.

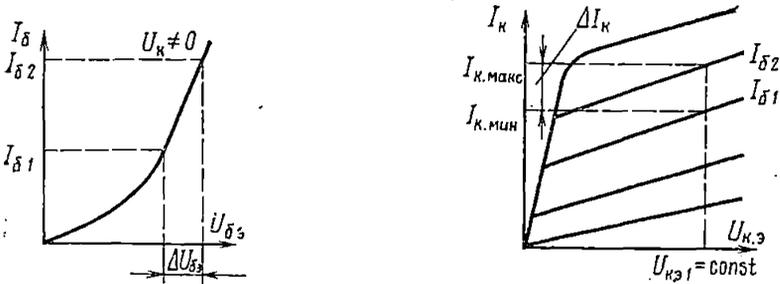


Рис. 4.21. Определение S по характеристикам транзистора:

$$I_B = f(U_{БЭ}); I_K = f(U_{КЭ}); S = \Delta I_K / \Delta U_{БЭ}$$

при $U_{КЭ1} = \text{const}$ $U_{КЭ1} = U_{01} - U_{\text{вых}}$ при определении S_{11} ;
 $U_{КЭ1} = U_{\text{вых}} - U_{\text{стз}}$ при определении S_Y для схем
 рис. 4.15а, в; $U_{КЭ1} = U_{\text{вых}}$ при определении S_Y для схемы
 рис. 4.15б

Крутизна транзистора S_p определяется по коллекторным и входным характеристикам рис. 4.21. Зная крутизну транзистора T_{11} , можно определить S_p из табл. 4.2.

Коэффициент усиления усилителя K_y , коэффициенты α и α' для схем рис. 4.15а—в определяются из табл. 4.3; $h_{11э.у}$ можно определить из входных характеристик транзистора рис. 4.20. Сопротивление коллектора транзистора T_y в схеме с общим эмиттером $r_{к.у} = \Delta U_{КЭ.у} / \Delta I_{к.у}$ при $I_{б.у} = \text{const}$ определяется из выходных характеристик.

Сопротивление, шунтирующее выход усилителя, $R_{н.у}$ зависит от количества транзисторов, входящих в составной регулирующий транзистор, и определяется из табл. 4.4.

При расчете $K_{ст}$ и r_i можно воспользоваться табл. 4.5, в которой приведены параметры наиболее распространенных транзисторов.

Усилитель постоянного тока питается от дополнительного источника (рис. 4.16б). В этом случае $K_{ст}$ для всех стабилизаторов рис. 4.15 определяется из следующего выражения:

$$K_{ст} = K_p K_y \alpha \alpha' n_{\text{посл}} U_{\text{вых}} / U_{01} \quad (4.51)$$

Внутреннее сопротивление r_i определяется из выражения (4.50).

Все величины, входящие в выражения для $K_{ст}$ и r_i , находятся также, как и в предыдущем случае.

Усилитель постоянного тока питается от входного напряжения стабилизатора. Коллекторной нагрузкой усилителя постоянного тока является стабилизатор тока (см. рис. 4.16в). В этом случае $K_{ст}$ и r_i определяются из выражений (4.50). Необходимо отметить, что при определении K_y из табл. 4.3 сопротивление R_y заменяется эк-

Таблица 4.3

Определение величин K_y , $R_{вх.у}$, α , α'

Параметр	Схема стабилизатора	
	рис. 4.15а	рис. 4.15б
Коэффициент усиления усилителя K_y		$\frac{h_{21э.у.мин} r_{к.у} (R_y \parallel R_{н.у})}{[r_{к.у} + (R_y \parallel R_{н.у})] R_{вх.у}}$
Входное сопротивление усилителя $R_{вх.у}$	$h_{11э.у} + r_{стз} (h_{21э.у.мин} + 1)$	$h_{11э.у}$
Коэффициент передачи делителя α	$U_{стз}/U_{вых}$	$U_{стз}/(U_{стз} + U_{вых})$
Коэффициент α'		$\frac{R_{вх.у}}{R_{вх.у} + \frac{(R_1 + 0,5R_n)(R_2 + 0,5R_n)}{R_1 + R_n + R_2}}$

Примечание. $h_{21э.у.мин}$ — статический коэффициент передачи тока транзистора T_y в схеме с общим эмиттером; $h_{11э.у}$ — входное сопротивление транзистора T_y (определяется из характеристик или справочника); $r_{стз}$ — дифференциальное сопротивление стабилизатора D_3 ; $R_{н.у}$ — сопротивление, шунтирующее выход усилителя (определяется из табл. 4.4); α' — коэффициент, учитывающий влияние входного сопротивления усилителя на коэффициент передачи делителя.

Таблица 4.5

Параметры транзисторов

Параметр	Транзисторы мощные		Транзисторы средней мощности		Транзисторы малой мощности	
	$I_K=1\div 2$ А	$I_K=0,1\div 0,3$ А	$I_K=0,5\div 1$ А	$I_K=0,05\div 0,1$ А	$I_K=(1\div 3) \cdot 10^{-3}$ А	$I_K=(0,5\div 1) \cdot 10^{-3}$ А
	Кoeffициент усиления по напряжению для германиевых транзисторов $K_{гер}$	500—600	600—700	700—800	800—900	900—1000
Кoeffициент усиления по напряжению для кремниевых транзисторов $K_{кр}$	800—900	900—1000	1000—1100	1100—1200	1200—1300	1300—1500
Входное сопротивление $Z_{вх}$, Ом	10—15	20—30	30—50	60—100	500—600	800—1000
Сопротивление коллектора для германиевых транзисторов $Z_{к.гер}$, Ом	50—100	—	800—1500	—	$(20 \div 30) \cdot 10^3$	—
Сопротивление коллектора для кремниевых транзисторов $Z_{к.кр}$, Ом	300—1000	—	2000—3000	—	$(40 \div 50) \cdot 10^3$	—

вивалентным $R_{у.экв}$, величина которого определяется из следующего выражения:

$$R_{у.экв} = \frac{h_{21э2мин} r_{к2} R_{Г3} R'_3}{R_{Г3} R'_3 + r_{ст5} r_{к2} h_{21э2мин}},$$

где $h_{21э2мин}$, $r_{к2}$ — статический коэффициент передачи тока и сопротивления коллектора транзистора T_2 в схеме с общим эмиттером; $r_{ст5}$ — дифференциальное сопротивление стабилизатора (диода) D_5 .

2. Коэффициент сглаживания пульсации для схем стабилизаторов рис. 4.15а — в приближенно равен коэффициенту стабилизации: $K_{\sim} \approx K_{ст}$. Если верхнее плечо делителя закорочено конденсатором C_1 , для определения K_{\sim} необходимо в выражение, определяющее $K_{ст}$, подставить $\alpha = 1$. Амплитуду пульсации выходного напряжения можно определить из выражения

$$U_{вых м1} = U_{01} m_1 U_{вых} / K_{\sim} U_{01}. \quad (4.52)$$

3. Минимальное и номинальное значения КПД стабилизатора при $I_{н.макс}$ определяются из выражений:

$$\left. \begin{aligned} \eta_{мин} &= U_{вых.мин} / U_{01макс} \\ \eta &= U_{вых} / U_{01} \end{aligned} \right\} \quad (4.53)$$

Определение величины выходной емкости стабилизатора. Величина емкости C_H влияет на переходный процесс в стабилизаторе при скачкообразном изменении тока нагрузки:

$$C_H \geq \frac{0,23 h_{21э11}}{r_i 2\pi f_{h216}}, \quad (4.54)$$

где $h_{21э11}$ — коэффициент передачи тока транзистора T_{11} в схеме с общим эмиттером; f_{h216} — предельная частота коэффициента передачи тока транзистора T_{11} в схеме с общей базой (определяется из справочника); r_i — выходное сопротивление стабилизатора.

Пример расчета транзисторного стабилизатора напряжения с последовательным включением регулирующего элемента. Исходные данные: $U_1 = 220$ В; $f_c = 50$ Гц; $a_{макс} = a_{мин} = 0,1$; $U_{вых} = 12,6$ В; $U_{вых.макс} = 13$ В; $U_{вых.мин} = 12$ В; $I_{н.макс} = 1$ А; $I_{н.мин} = 0,5$ А; $K_{ст} \geq 3000$; $r_i \leq 0,01$ Ом; $U_{вых м1} = 1$ мВ; $\theta_{окр.макс} = +40^\circ\text{C}$; $\theta_{окр.мин} = 0^\circ\text{C}$; $\gamma = \pm 5$ мВ/ $^\circ\text{C}$.

Расчет силовой части стабилизатора. 1. Выбираем схему с дифференциальным усилителем постоянного тока (см. рис. 4.15в). Усилитель постоянного тока питается по схеме рис. 4.16в.

2. Задаемся величиной $I_{вн} = 0,02$ А и определяем $I_{к11макс}$:

$$I_{к11макс} = I_{н.макс} + I_{вн} = 1 + 0,02 = 1,02 \text{ А}.$$

Задаемся величиной $U_{к.э.мин}$. Так как нагрузкой усилителя является эмиттерный повторитель (см. рис. 4.16в), а в качестве D_5 используем два диода Д226 с прямым падением напряжения, равным 1 В, принимаем:

$$U_{к.э11мин} = n_{D_5} U_{D_5макс} + (2 \div 3) = 2 \cdot 1 + 2 = 4 \text{ В};$$

$$U_{01 м1} = (0,05 \div 0,1) (U_{вых.макс} + U_{к.э11мин}) = 0,1 (13 + 4) = 1,7 \text{ В}.$$

Из (4.23) найдем $U_{01 \text{ мин}}$:

$$U_{01 \text{ мин}} \geq U_{\text{вых. макс}} + U_{\text{к.э II мин}} + U_{01 \text{ т1}} = 13 + 4 + 1,7 = 18,7 \text{ В.}$$

Принимаем $U_{01 \text{ мин}} = 19 \text{ В}$. Из (4.24) найдем U_{01} и $U_{01 \text{ макс}}$:

$$U_{01} = U_{01 \text{ мин}} / (1 - a_{\text{мин}}) = 19 / (1 - 0,1) = 21,1 \text{ В;}$$

$$U_{01 \text{ макс}} = U_{01} (1 + a_{\text{макс}}) = 23,3 (1 + 0,1) = 23,2 \text{ В.}$$

3. Определяем ориентировочно величину r_0 и из (4.26) находим $U_{01 \text{ макс. макс}}$:

$$r_0 = (0,05 \div 0,15) U_{01} / I_{\text{н. макс}} = 0,1 \cdot 21,1 / 1,2 = 2 \text{ Ом;}$$

$$U_{01 \text{ макс. макс}} = U_{01 \text{ макс}} + (I_{\text{н. макс}} - I_{\text{н. мин}}) r_0 = \\ = 23,2 + (1 - 0,5) 2 = 24,2 \text{ В.}$$

Из (4.27) найдем $U_{\text{к.э II макс}}$:

$$U_{\text{к.э II макс}} = U_{01 \text{ макс. макс}} - U_{\text{вых. мин}} = 24,2 - 12 = 12,2 \text{ В.}$$

4. Из (4.28) найдем $P_{\text{К II}}$:

$$P_{\text{К II}} = (U_{01 \text{ макс}} - U_{\text{вых. мин}}) I_{\text{К II макс}} = (23,2 - 12) 1,02 = 11,4 \text{ Вт.}$$

5. По величинам $U_{\text{к.э II макс}} = 12,2 \text{ В}$, $I_{\text{К II макс}} = 1,02 \text{ А}$ и $P_{\text{К II}} = 11,4 \text{ Вт}$ выбираем из справочника тип регулирующего транзистора. В качестве T_{II} можно использовать транзистор П210А.

Из (4.29) определяем $P_{\text{К II макс}}$:

$$P_{\text{К II макс}} = (\theta_{\text{пер. макс}} - \theta_{\text{окр. макс}}) / R_{\text{T}} = (85 - 40) / 30 = 1,5 \text{ Вт.}$$

Величины $\theta_{\text{пер. макс}}$ и R_{T} определяем из табл. 4.1. $\theta_{\text{пер. макс}} = 85^\circ \text{С}$, $R_{\text{T}} = 30^\circ \text{С/Вт}$.

Поскольку $P_{\text{К II}} = 11,4 \text{ Вт}$ больше $P_{\text{К II макс}} = 1,5 \text{ Вт}$, необходимо из приложения П6 выбрать радиатор. На рис. 4.22 изображена тепловая характеристика транзистора П210. Как видно из рисунка, транзистор П210 при температуре окружающей среды, равной $+40^\circ \text{С}$, может рассеять мощность 13,75 Вт. Так как $P_{\text{К II}} = 11,4 \text{ Вт}$, то данный транзистор с этим радиатором мог бы работать при температуре окружающей среды $+48^\circ \text{С}$. Следовательно, температура коллекторного перехода транзистора П210 при $P_{\text{К II}} = 11,4 \text{ Вт}$ меньше предельной на 8°С .

6. Исходные данные для расчета выпрямителя: $U_{01} = 21,1 \text{ В}$; $U_{01 \text{ макс}} = 23,2 \text{ В}$; $I_0 = I_{\text{К II макс}} = 1,02 \text{ А}$; $I_{0 \text{ мин}} = I_{\text{н. мин}} = 0,5 \text{ А}$; $U_{01 \text{ т1}} = 1,7 \text{ В}$.

7. Из (4.30) определим $I_{\text{б II мин}}$, $I_{\text{б II макс}}$:

$$I_{\text{б II мин}} = I_{\text{н. мин}} / h_{21 \text{ э II макс}} = 0,5 / 30 = \\ = 0,016 \text{ А} = 16 \text{ мА;}$$

$$I_{\text{б II макс}} = I_{\text{н. макс}} / h_{21 \text{ э II мин}} = 1 / 20 = 0,051 \text{ А} = 51 \text{ мА.}$$

Находим величины I_{R_3} и R_3 (4.31):

$$I_{\text{R}_3} = (1 \div 1,5) (I_{\text{к.б.о II макс}} - I_{\text{б II мин}}) n_{\text{пар II}} = \\ = 1,1 (0,04 - 0,016) 1 = 0,26 \text{ А} = 26 \text{ мА;}$$

$$R_3 \leq U_{\text{вых. мин}} / I_{\text{R}_3} = 12 / 0,26 = 460 \text{ Ом.}$$

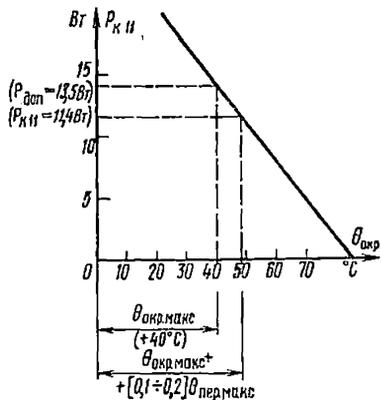


Рис. 4.22. К примеру расчета — тепловая характеристика

Определяем мощность резистора R_3 :

$$P_{R_3} = U_{\text{вых.макс}}^2 / R_3 = 13^2 / 460 = 0,37 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор R_3 типа ОМЛТ-1-430 Ом.

Из (4.32) находим величину $I_{\text{э}12\text{макс}} \approx I_{\text{к}12\text{макс}}$:

$$I_{\text{э}12\text{макс}} = I_{\text{б}11\text{макс}} + U_{\text{вых.макс}} / R_3 = 0,051 + 13 / 430 = 0,08 \text{ А} = 80 \text{ мА},$$
$$U_{\text{к.э}12\text{макс}} = 12,2 \text{ В.}$$

Величину $P_{\text{к}12}$ находим из (4.33):

$$P_{\text{к}12\text{макс}} = I_{\text{к}12\text{макс}} U_{\text{к.э}12\text{макс}} = 12,2 \cdot 0,08 = 0,975 \text{ Вт.}$$

По величинам $I_{\text{к}12\text{макс}} = 0,08 \text{ А}$, $U_{\text{к.э}12\text{макс}} = 12,2 \text{ В}$, $P_{\text{к}12} = 0,975 \text{ Вт}$ в качестве T_{12} выбираем транзистор типа П216В.

Из (4.29) определяем $P_{\text{к}12\text{макс}}$:

$$P_{\text{к}12\text{макс}} = (\theta_{\text{пер.макс}} - \theta_{\text{окр.макс}}) / R_{\text{T}} = (85 - 40) / 36 = 1,25 \text{ Вт},$$

$\theta_{\text{пер.макс}} = 85^\circ \text{С}$, $R_{\text{T}} = 30^\circ \text{С/Вт}$ определяем из табл. 4.1.

Так как $P_{\text{к}12} = 0,975 \text{ Вт}$ меньше $P_{\text{к}12\text{макс}} = 1,25 \text{ Вт}$, транзистор T_{12} может работать без дополнительного радиатора.

Из (4.34) определяем $I_{\text{б}12\text{мин}}$, $I_{\text{б}12\text{макс}}$:

$$I_{\text{б}12\text{мин}} = I_{\text{н.мин}} / h_{21\text{э}11\text{макс}} h_{21\text{э}12\text{макс}} + U_{\text{вых.мин}} / R_3 = 0,5 / 30 \cdot 30 + 12 / 460 =$$
$$= 0,0015 \text{ А} = 1,5 \text{ мА};$$

$$I_{\text{б}12\text{макс}} = I_{\text{к}12\text{макс}} / h_{21\text{э}12\text{мин}} = 0,08 / 18 = 0,0045 \text{ А} = 4,5 \text{ мА}.$$

Поскольку $I_{\text{б}12\text{макс}} > (0,3 \div 0,5) \text{ мА}$, число транзисторов, входящих в составной, необходимо увеличить до трех.

Для выбора транзистора T_{13} определяем:

$$I_{R_4} = (1 \div 1,5) (I_{\text{к.б.о}12\text{макс}} - I_{\text{б}12\text{мин}}) n_{\text{пар}12} =$$
$$= 1,1 (0,004 - 0,0015) 1 = 0,0027 \text{ А} = 2,7 \text{ мА};$$
$$R_4 \leq U_{\text{вых.мин}} / I_{R_4} = 12 / 0,0027 = 4400 \text{ Ом}.$$

Принимаем $R_4 = 4300 \text{ Ом} = 4,3 \text{ кОм}$:

$$P_{R_4} = U_{\text{вых.макс}}^2 / R_4 = 13^2 / 4300 = 0,03 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор R_4 типа ОМЛТ-0,5-4,3 кОм:

$$I_{\text{к}13\text{макс}} = I_{\text{э}13\text{макс}} = I_{\text{б}13\text{макс}} + U_{\text{вых.макс}} / R_4 =$$
$$= 0,0045 + 13 / 4300 = 0,0075 \text{ А} = 7,5 \text{ мА};$$

$$U_{\text{к.э}13\text{макс}} = U_{\text{к.э}12\text{макс}} = U_{\text{к.э}11\text{макс}} = 12,2 \text{ В};$$

$$P_{\text{к}13} = U_{\text{к.э}13\text{макс}} I_{\text{к}13\text{макс}} = 12,2 \cdot 0,0075 = 0,092 \text{ Вт.}$$

По величинам $I_{\text{к}13\text{макс}}$, $P_{\text{к}13\text{макс}}$, $U_{\text{к.э}13\text{макс}}$ в качестве T_{13} выбираем транзистор типа МП25А.

Основные данные транзистора МП25А: $h_{21\text{э}13\text{мин}} = 20$; $I_{\text{к.макс}} = 0,02 \text{ А}$; $U_{\text{к.э.макс}} = 40 \text{ В}$.

Из (4.29) найдем $P_{\text{к}13\text{макс}}$:

$$P_{\text{к}13\text{макс}} = (\theta_{\text{пер.макс}} - \theta_{\text{окр.макс}}) / R_{\text{T}} = (85 - 40) / 200 = 0,225 \text{ Вт},$$

$R_{\text{T}} = 200^\circ \text{С/Вт}$ (табл. 4.1); $P_{\text{к}13} < P_{\text{к}13\text{макс}}$.

Определяем ток $I_{\text{б}13\text{макс}} = I_{\text{б.р}}$:

$$I_{\text{б.р}} = I_{\text{б}13\text{макс}} = I_{\text{к}13\text{макс}} / h_{21\text{э}13\text{мин}} = 0,0075 / 20 = 0,00037 \text{ А} = 0,37 \text{ мА}.$$

Так как $I_{\text{б}13\text{макс}} < (0,3 \div 0,5) \text{ мА}$, число транзисторов, входящих в составной, равно трем.

Расчет схемы сравнения и усилителя постоянного тока. 1. Выбираем схему сравнения (см. рис. 4.16а).

Определяем величину $U_{оп}$ (4.35):

$$U_{оп} \leq U_{вых.мин} - (2+3) В = 12 - 3 = 9 В.$$

В качестве источника опорного напряжения выбираем стабилитрон типа Д818Б.

Основные данные стабилитрона Д818Б: $U_{ст.з.макс} = 9 В$; $U_{отз.мин} = 6,75 В$; $I_{мин} = 3 мА$; $I_{макс} = 33 мА$; $r_{ст} = 25 Ом$; $\alpha_{ст} = -0,02\%/^{\circ}С$.

2. Определяем величины $I_{к.у.макс}$, $I_{н.у.макс}$.

Задаемся $I_{к.у.макс} = I'_{к.у.макс} = 0,005 А = 5 мА$.

Определяем $U_{к.э.у.макс}$, $U'_{н.э.у.макс}$ (4.36):

$$U_{к.э.у.макс} = U'_{н.э.у.макс} = U_{вых.макс} - U_{ст.з.мин} = 13 - 6,75 = 6,25 В.$$

Из (4.37) найдем $P_{к.у}$:

$$P_{к.у} = P'_{к.у} = U_{к.э.у.макс} I_{к.у.макс} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 6,25 = 0,031 Вт.$$

По величинам $I_{к.у.макс}$, $U_{к.э.у.макс}$, $P_{к.у}$ выбираем в качестве T_y и T'_y транзисторы типа МП25А.

Из (4.29) определяем величину $P_{к.у.макс}$ для T_y и T'_y :

$$P_{к.у.макс} = (\theta_{пер.макс} - \theta_{окр.макс})/R_T = (85 - 40)/200 = 0,225 Вт.$$

Так как $P_{к.у.макс}$ больше $P_{к.у}$, транзисторы T_y и T'_y выбраны правильно.

Из (4.38) определяем величину R_3 :

$$R_3 = U_{ст.з.мин}/2 I_{к.у.мин} = 6,75/2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 675 Ом.$$

Выбираем резистор типа ПКВ-0,5-620 Ом.

3. Поскольку нагрузкой усилителя является эмиттерный повторитель, необходимо выбрать транзистор T_2 , диоды D_5 , рассчитать величины сопротивлений резисторов $R_{Г3}$ и R'_3 .

Исходя из величины $U_{к.э.11.мин} = 4 В$, выбираем в качестве D_5 два последовательно включенных диода Д226 с прямым падением напряжения, равным 1 В.

Суммарное падение напряжения на двух диодах $U_{D_5} = 2 В$. Из (4.39) определяем величину $R_{Г3}$:

$$R_{Г3} = (U_{01.мин} - U_{D_5})/I_{ст.з.мин} = (19 - 2)/50 \cdot 10^{-3} = 3400 Ом.$$

$I_{ст.з.мин}$ принимаем равным $50 \cdot 10^{-3} А$. Принимаем $R_{Г3} = 3,3 кОм$.

Определяем максимальную мощность, рассеиваемую на резисторе $R_{Г3}$:

$$P_{R_{Г3}} = (U_{01.макс} - U_{D_5})^2/R_{Г3} = (24,2 - 2)^2/3 \cdot 3 \cdot 10^3 = 0,15 Вт.$$

В качестве $R_{Г3}$ выбираем резистор типа ОМЛТ-0,5-3,3 кОм. Из (4.40) определяем величину R'_3 :

$$R'_3 = \frac{U_{D_5} - (0,2 + 0,5)}{I_{к.у.макс} + I_{б.р}} = \frac{2 - 0,5}{5 \cdot 10^{-3} + 0,37 \cdot 10^{-3}} = 280 Ом.$$

В качестве R'_3 выбираем резистор типа ОМЛТ-0,5-270 Ом. Выбираем тип транзистора T_2 исходя из следующих величин:

$$I_{к.э.макс} = I_{к.у.макс} + I_{б.р} = 5 \cdot 10^{-3} + 0,37 \cdot 10^{-3} = 5,37 \cdot 10^{-3} А;$$

$$U_{к.э.2.макс} = U_{к.э.11.макс} - U_{D_5} = 12,2 - 2 = 10,2 В;$$

$$P_{R_{Г2}} = U_{к.э.2.макс} I_{к.э.макс} = 10,2 \cdot 5,37 \cdot 10^{-3} = 0,055 Вт.$$

В качестве T_2 выбираем транзистор $n-p-n$ типа МП37А. Основные данные транзистора МП37А: $U_{к.э.макс} = 20 В$; $I_{к.макс} = 0,02 А$; $h_{21э.мин} = 25$.

Из (4.29) определяем $P_{K2\text{макс}}$:

$$P_{K2\text{макс}} = (\theta_{\text{пер.макс}} - \theta_{\text{окр.макс}})/R_T = (85 - 40)/200 = 0,225 \text{ Вт.}$$

Значение P_{K2} не превышает $P_{K2\text{макс}}$.

4. Из (4.41) определим величину $i_{R_{Г1}}$:

$$R_{Г1} = (U_{\text{вых.мин}} - U_{\text{ст з макс}})/I_{\text{ст з мин}} = (12 - 9)/3 \cdot 10^{-3} = 1000 \text{ Ом,}$$

$$I_{\text{ст з мин}} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ А.}$$

Принимаем $R_{Г1} = 1 \text{ кОм}$:

$$P_{R_{Г1}} = (U_{\text{вых.макс}} - U_{\text{ст з мин}})^2/R_{Г1} = (13 - 6,75)^2/1 \cdot 10^3 = 0,039 \text{ Вт.}$$

В качестве $R_{Г1}$ выбираем резистор типа ОМЛТ-0,5-1 кОм.

Из (4.42) определяем ток $I_{\text{ст з макс}}$:

$$I_{\text{ст з макс}} = (U_{\text{вых.макс}} - U_{\text{ст з мин}})/R_{Г1} = \\ = (13 - 6,75)/1 \cdot 10^3 = 0,00625 \text{ А} = 6,25 \text{ мА,}$$

$$I_{\text{ст з макс}} = 6,25 \text{ мА} < I_{\text{макс}} = 33 \text{ мА.}$$

5. Величину $U_{н.у}$ не рассчитываем, так как в данной схеме дополнительный источник питания отсутствует.

6. Принимаем $I_{\text{дел}} = 5 \text{ мА}$.

Из (4.43) определяем $\alpha_{\text{мин}}$, $\alpha_{\text{макс}}$:

$$\alpha_{\text{мин}} = U_{\text{ст з мин}}/U_{\text{вых.макс}} = 6,75/13 = 0,52;$$

$$\alpha_{\text{макс}} = U_{\text{ст з макс}}/U_{\text{вых.мин}} = 9/12 = 0,75.$$

Из (4.44) определяем $i_{R_{\text{дел}}}$:

$$R_{\text{дел}} = U_{\text{вых.мин}}/I_{\text{дел}} = 12/5 \cdot 10^{-3} = 2400 \text{ Ом.}$$

Из (4.45)–(4.47) находим величины сопротивлений:

$$R_2 \leq \alpha_{\text{мин}} R_{\text{дел}} = 0,52 \cdot 2400 = 1250 \text{ Ом,}$$

выбираем резистор типа ПТМН-0,5-1,2 кОм;

$$R_1 \leq (1 - \alpha_{\text{макс}}) R_{\text{дел}} = (1 - 0,75) 2400 = 600 \text{ Ом,}$$

выбираем резистор типа ПТМН-0,5-560 Ом;

$$R_{\Pi} \geq R_{\text{дел}} - R_1 - R_2 = 2400 - 1200 - 560 = 640 \text{ Ом,}$$

выбираем резистор типа СП5-15-680 Ом.

Расчет термокомпенсации. Из приложения П4.2 определяем максимальный температурный коэффициент стабилитрона Д818 $\alpha_{\text{ст з}} = -0,02\%/^{\circ}\text{C}$. Определяем $\gamma_{\text{ст з}} = 10\alpha_{\text{ст з}} U_{\text{ст з}} = 10 \cdot 0,02 \cdot 8 = -1,6 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$, где

$$U_{\text{ст з}} = (U_{\text{ст з мин}} + U_{\text{ст з макс}})/2 = (6,75 + 9)/2 = 8 \text{ В.}$$

Из (4.49) определяем максимальный температурный коэффициент стабилизатора:

$$\gamma_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{вых}} (\gamma_{\text{ст з макс}} - \gamma_{\text{б.у.мин}} + \gamma_{\text{б.у.макс}})}{U_{\text{ст з макс}}} = \\ = \frac{12,6 (-1,6 + 1,9 - 2,5)}{9} = -3,1 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}.$$

Полученное значение температурного коэффициента меньше заданного, поэтому нет необходимости осуществлять термокомпенсацию.

Определение основных параметров стабилизатора. 1. Определение коэффициента стабилизации и внутреннего сопротивления.

Из (4.50) определяем $K_{ст}$:

$$K_{ст} = \frac{K_p K_y \alpha \alpha' n_{посл} (r_{к.у} + R_y) U_{вых}}{r_{к.у} + R_y + r_{к.у} K_p n_{посл} U_{01}} =$$

$$= \frac{235 \cdot 280 \cdot 0,635 \cdot 0,5 \cdot 1(20 \cdot 10^3 + 1,5 \cdot 10^5) 12,6}{20 \cdot 10^3 + 1,5 \cdot 10^5 + 20 \cdot 10^3 \cdot 235 \cdot 1} \frac{1}{21,1} = 440.$$

Из табл. 4.2

$$K_p = \frac{K_{11} K_{12} K_{13}}{K_{11} K_{12} + K_{12} K_{13} + K_{11} K_{13}} =$$

$$= \frac{500 \cdot 800 \cdot 1000}{500 \cdot 800 + 800 \cdot 1000 + 500 \cdot 1000} = 235.$$

Из табл. 4.5: $K_{11}=500$, $K_{12}=800$, $K_{13}=1000$.

Определяем K_y из табл. 4.3:

$$K_y = \frac{h_{21 \text{ э.у. мин}} r_{к.у} (R_y \parallel R_{н.у})}{[r_{к.у} + (R_y \parallel R_{н.у})] R_{вх.у}} =$$

$$= \frac{20 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 48 \cdot 10^3}{(20 \cdot 10^3 + 48 \cdot 10^3) 1,025 \cdot 10^3} = 280,$$

$h_{21 \text{ э.у. мин}}=20$ (для МП25А), $r_{к.у}=20 \cdot 10^3$ Ом (табл. 4.5).
Величина

$$R_y = R_{y.эkv} = \frac{h_{21 \text{ э 2 мин}} r_{к2} R_{г3} R'_3}{R_{г3} R'_3 + r_{ст 5} r_{к2} h_{21 \text{ э 2 мин}}} =$$

$$= \frac{25 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 3,3 \cdot 10^3 \cdot 2,7 \cdot 10^2}{3,3 \cdot 10^3 \cdot 2,7 \cdot 10^2 + 4 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 25} = 1,5 \cdot 10^5 \text{ Ом.}$$

$h_{21 \text{ э 2 мин}}=25$ (для МП37А), $r_{к2}=20 \cdot 10^3$ Ом (табл. 4.5).

Сопротивление $r_{ст 5}$ определяем из графиков рис. 4.5 для диодов Д226 при токе, равном 50 мА. Так как в схеме включены два диода последовательно, то $r_{ст 5}=2 \cdot 2=4$ Ом.

Величину $R_{н.у}$ определяем из табл. 4.4:

$$R_{н.у} = h_{11 \text{ э 13}} + (R_4 \parallel r_{к 13}) h_{21 \text{ э 13 мин}} =$$

$$= 500 + 3,5 \cdot 10^3 \cdot 20 = 500 + 70 \cdot 10^3 \approx 70 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Величину $h_{11 \text{ э 13}}$ определяем из табл. 4.5:

$h_{11 \text{ э 13}} = 500$ Ом (для МП25А), $r_{к 13} = 20 \cdot 10^3$ Ом,

$$(R_4 \parallel r_{к 13}) = \frac{R_4 r_{к 13}}{R_4 + r_{к 13}} = \frac{4,3 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3}{4,3 \cdot 10^3 + 20 \cdot 10^3} = 3,5 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Находим величину $(R_y \parallel R_{н.у})$:

$$(R_y \parallel R_{н.у}) = \frac{R_{y.эkv} R_{н.у}}{R_{y.эkv} + R_{н.у}} = \frac{0,7 \cdot 10^5 \cdot 1,5 \cdot 10^5}{0,7 \cdot 10^5 + 1,5 \cdot 10^5} = 48 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Найдем величину $R_{вх.у}$ из табл. 4.3:

$$R_{вх.у} = 2 h_{11 \text{ э.у}} + r_{ст 3} = 2 \cdot 500 + 25 = 1025 \text{ Ом,}$$

$h_{11 \text{ э.у}}=500$ Ом (табл. 4.5), $r_{ст 3}=25$ Ом.

Величины α и α' определяем из табл. 4.3:

$$\alpha = U_{ст 3} / U_{вых} = 8 / 12,6 = 0,635;$$

$$\alpha' = \frac{R_{\text{вх.у}}}{R_{\text{вх.у}} + \frac{(R_1 + 0,5 R_{\text{п}})(R_2 + 0,5 R_{\text{п}})}{R_1 + R_{\text{п}} + R_2}} =$$

$$= \frac{1,025 \cdot 10^3}{1,025 \cdot 10^3 + \frac{(560 + 0,5 \cdot 680)(1200 + 0,5 \cdot 680)}{560 + 680 + 1200}} = 0,5.$$

Внутреннее сопротивление r_i определяем из (4.50):

$$r_i = -1/S_p K_y \alpha \alpha' n_{\text{пар}} = -1/7 \cdot 280 \cdot 0,635 \cdot 0,5 \cdot 1 = 0,0016 \text{ Ом},$$

$S_p = S_{11} = 7 \text{ А/В}$ (табл. 4.5); $K_y = 280$; $\alpha = 0,635$; $\alpha' = 0,5$; $n_{\text{пар}} = 1$.

2. Амплитуду пульсации выходного напряжения $U_{\text{вых.м1}}$ определяем из (4.52):

$$U_{\text{вых.м1}} = U_{01 \text{ м1}} U_{\text{вых}} / K \sim U_{01} = 1,7 \cdot 12,6 / 440 \cdot 21,1 = 0,0023 \text{ В} = 2,3 \text{ мВ}.$$

3. Из (4.53) находим $\eta_{\text{мин}}$, η :

$$\eta_{\text{мин}} = U_{\text{вых.мин}} / U_{01 \text{ макс}} = 12 / 23,2 = 0,52;$$

$$\eta = U_{\text{вых}} / U_{01} = 12,6 / 21,2 = 0,6.$$

4. Определяем величину емкости C_n :

$$C_n \geq 0,23 h_{21 \text{ в1}} / r_i 2\pi f_{h_{21 \text{ б}}} = 0,23 \cdot 20 / 0,0016 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 10^5 = 4600 \text{ мкФ}.$$

Схема рассчитанного стабилизатора изображена на рис. 4.23.

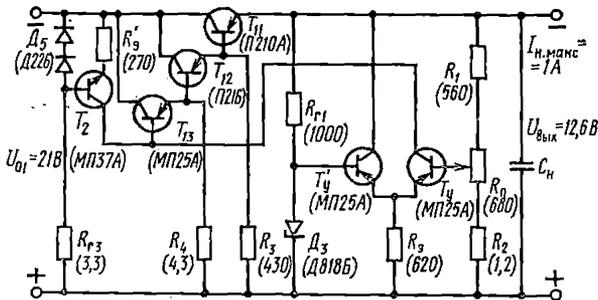


Рис. 4.23. Принципиальная схема транзисторного стабилизатора на выходное напряжение 12,6 В, ток нагрузки 1 А

4.5.

ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Отличительной чертой всех импульсных стабилизаторов напряжения по сравнению со стабилизаторами непрерывного действия является работа регулирующего транзистора в режиме переключения.

Работа транзистора в режиме переключения характеризуется быстрым переходом рабочей точки из области закрытого состояния (отсечки) в область открытого состояния (насыщения). При этом мощность, рассеиваемая на регулирующем транзисторе, во много раз меньше, чем при его работе в непрерывном режиме. Работа регулирующего транзистора в режиме переключения позволяет повы-

с коэффициентом использования самого транзистора, повысить КПД стабилизатора и уменьшить его объем и массу.

Импульсные стабилизаторы по способу регулирования подразделяются на стабилизаторы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ) и стабилизаторы релейные или двухпозиционные. По способу включения регулирующего элемента стабилизаторы, подразделяются на последовательные и параллельные. По принципу построения силовой части они подразделяются на схемы с RC - и LC -фильтрами.

На рис. 4.24 изображена структурная схема импульсного стабилизатора напряжения. Стабилизатор включает в себя силовую часть (регулирующий транзистор, фильтр); схему сравнения (сравнивающий делитель, источник опорного напряжения, усилитель постоянного тока) и импульсный элемент. В стабилизаторах с широтно-импульсной модуляцией в качестве импульсного элемента используется генератор, время импульса или паузы которого изменяются в зависимости от постоянного сигнала, поступающего на вход импульсного элемента с выхода схемы сравнения.

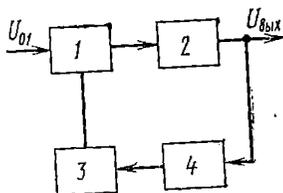


Рис. 4.24. Структурная схема импульсного стабилизатора постоянного напряжения:

1 — регулирующий транзистор; 2 — фильтр; 3 — импульсный элемент; 4 — схема сравнения

Принцип действия стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией заключается в следующем: постоянное напряжение от выпрямителя или от аккумуляторной батареи подается на регулирующий транзистор, а затем через фильтр на выход стабилизатора. Выходное напряжение стабилизатора приводится к опорному напряжению, сравнивается с ним, а затем сигнал разности подается на вход устройства, преобразующего сигнал постоянного тока в импульсы с определенной длительностью. Длительность импульсов изменяется пропорционально сигналу разности между опорным и измеряемым напряжением. С устройства, преобразующего постоянный ток в импульсы, сигнал поступает на регулирующий транзистор. Последний периодически переключается, и среднее значение напряжения на выходе фильтра зависит от соотношения между временем нахождения транзистора в открытом и закрытом состояниях. При изменении напряжения на выходе стабилизатора изменяется сигнал постоянного тока, а следовательно, и соотношение между паузой и импульсом, и среднее значение выходного напряжения возвращается к первоначальному значению.

В стабилизаторах с ЧИМ при изменении сигнала на выходе импульсного элемента изменяется длительность паузы, а длительность импульса остается неизменной. Принцип действия таких стабилизаторов аналогичен принципу действия стабилизаторов с ШИМ. Изменение выходного напряжения стабилизатора вызывает

изменение паузы, что приводит к изменению частоты импульсов, и среднее значение выходного напряжения остается неизменным.

Принцип действия релейных или двухпозиционных стабилизаторов несколько отличается от принципа действия стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией. В релейных стабилизаторах в качестве импульсного элемента применяется триггер, который в свою очередь управляет регулирующим транзистором. При подаче постоянного напряжения на вход стабилизатора в первый момент регулирующей транзистор открыт, и напряжение на выходе стабилизатора увеличивается. Соответственно растет сигнал на выходе схемы сравнения. При определенной величине выходного напряжения величина сигнала на выходе схемы сравнения станет достаточной для срабатывания триггера. Триггер срабатывает и закрывает регулирующей транзистор. Напряжение на выходе стабилизатора начинает уменьшаться, что вызывает уменьшение сигнала на выходе схемы сравнения. При определенной величине сигнала на выходе схемы сравнения триггер вновь срабатывает и открывает регулирующей транзистор. Напряжение на выходе стабилизатора начинает увеличиваться. Выходное напряжение будет увеличиваться до тех пор, пока триггер вновь не закроет регулирующей транзистор. Таким образом, процесс будет повторяться. Изменение входного напряжения или тока нагрузки стабилизатора приведет к изменению времени открытого состояния регулирующего транзистора и к изменению его частоты переключения, а среднее значение выходного напряжения будет поддерживаться неизменным с определенной степенью точности.

Отличие стабилизаторов заключается в следующем: в стабилизаторах с ШИМ частота переключения регулирующего транзистора постоянна, в стабилизаторах с ЧИМ и релейных частота зависит от изменения тока нагрузки и выходного напряжения; пульсация выходного напряжения в стабилизаторах с ШИМ и ЧИМ принципиально может быть равна нулю, так как импульсный элемент управляется постоянной составляющей сигнала схемы управления; пульсация на выходе релейных стабилизаторов принципиально не может быть равна нулю, так как периодическое переключение триггера возможно только при периодическом изменении выходного напряжения.

Одним из основных недостатков стабилизаторов с ШИМ и ЧИМ по сравнению с релейными является их меньшее быстродействие. Как указывалось ранее, силовая часть импульсных стабилизаторов состоит из RC либо из LC -фильтров. Стабилизаторы с RC -фильтром находят ограниченное применение из-за повышенного уровня пульсации на выходе и низкого коэффициента полезного действия. Для обеспечения высокого КПД в схемах импульсных стабилизаторов в большинстве случаев используются LC -фильтры.

На рис. 4.25, 4.26 изображены схемы релейных стабилизаторов напряжения. Основное отличие схем заключается в различных режимах работы. Стабилизатор рис. 4.25 работает в релей-

ном режиме, а стабилизатор рис. 4.26 работает в режиме широтно-импульсной модуляции. Рассмотрим более подробно работу этих схем. Стабилизатор рис. 4.25 состоит из составного регулирующего транзистора (T_{11}, T_{12}); фильтра (L_1, C_H, D_5); схемы сравнения и усилителя постоянного тока ($R_1, R_H, R_2, D_{оп}, R_{Г1}, T_У$);

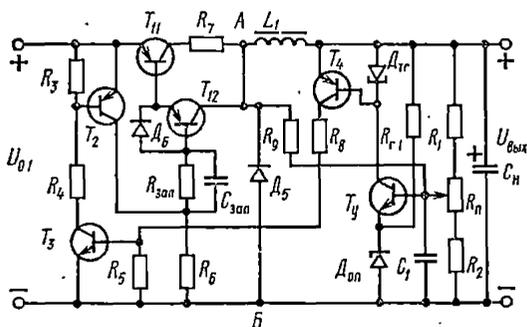


Рис. 4.25. Схема релейного стабилизатора напряжения

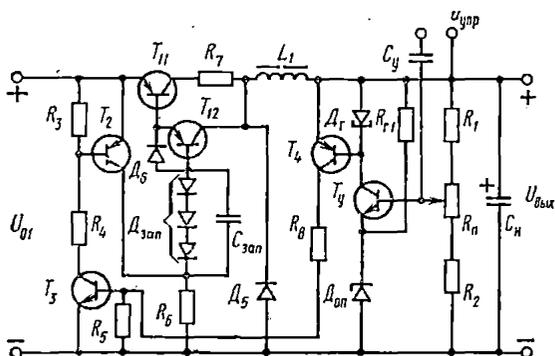


Рис. 4.26. Схема импульсного стабилизатора с ШИМ

триггера на туннельном диоде $D_{тг}$ и транзисторе T_4 , промежуточного усилителя (T_3, R_4, R_3); транзистора T_2 , предназначенного для запирания регулирующего транзистора; цепочки $R_9 C_1$, необходимой для увеличения частоты автоколебаний стабилизатора и элементов $R_6, R_{зап}, D_6, C_{зап}$, необходимых для надежного включения и запирания регулирующего транзистора.

В данной схеме в качестве импульсного элемента используется триггер на туннельном диоде и транзисторе. Как показано в [4, 14], в таких схемах можно использовать триггер на транзисторах (триггер Шмитта), однако применение триггера на туннельном диоде позволяет улучшить фронты управляющих импульсов и уменьшить число элементов.

Рассмотрим принцип действия схемы рис. 4.25. На вход стабилизатора подается постоянное напряжение U_{01} . В момент времени $t=0$ напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до величины срабатывания триггера ($T_4, D_{тг}$). Триггер срабатывает,

и ток коллектора T_4 скачком уменьшается до нуля. При этом закрываются транзисторы T_3 и T_2 , транзисторы T_{12} , T_{11} открываются, а конденсатор $C_{\text{зап}}$ заряжается через сопротивление R_6 . Напряжение на входе фильтра (в точках A , B) скачком увеличивается до напряжения U_{01} , диод D_5 закрывается, и ток i_{D_5} падает до нуля. Ток коллектора регулирующего транзистора T_{11} , а соответственно и ток дросселя начинают увеличиваться. Напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до момента, пока ток в дросселе не станет равным току нагрузки $I_{\text{н}}$, а затем начинает расти. При увеличении выходного напряжения увеличивается положительный потенциал на базе транзистора T_7 . Ток базы, а следовательно, и ток коллектора T_7 увеличиваются.

В момент времени t_1 напряжение на выходе стабилизатора достигает величины $U_{\text{вых}} + \Delta U'_{\text{тп}}/\alpha$, а ток коллектора T_7 достигает величины тока срабатывания триггера. Триггер срабатывает, и ток коллектора T_4 скачком увеличивается до максимального значения. Транзисторы T_3 и T_2 открываются. Конденсатор $C_{\text{зап}}$ через транзистор T_2 подключается между базой и эмиттером транзисторов T_{12} , T_{11} , и они закрываются. В интервале $t_1 - t_2$ ток коллектора транзистора T_{11} равен нулю, а дроссель разряжается через диод D_5 . Напряжение на выходе стабилизатора вначале увеличивается, пока ток в дросселе L_1 больше тока нагрузки, и затем начинает уменьшаться.

При уменьшении выходного напряжения уменьшается положительное напряжение на базе транзистора T_7 , и его токи базы и коллектора уменьшаются. В момент t_2 напряжение на выходе уменьшилось до величины $U_{\text{вых}} - \Delta U_{\text{тп}}/\alpha'$, а также коллектора T_7 уменьшился до величины тока отпущения триггера. Триггер срабатывает, транзисторы T_4 , T_3 , T_2 закрываются, а транзисторы T_{12} , T_{11} открываются. Вновь начинает увеличиваться ток коллектора регулирующего транзистора T_{11} , а соответственно и ток дросселя L_1 . Таким образом, процесс непрерывно повторяется.

При изменении входного напряжения или тока нагрузки изменяется скважность импульсов регулирующего транзистора, а среднее значение $U_{\text{вых}}$ выходного напряжения остается неизменным с определенной степенью точности.

Как видно из принципа действия схемы, стабилизаторы данного типа работают в режиме устойчивых автоколебаний. На рис. 4.27 изображены графики токов и напряжений, поясняющие принцип действия этой схемы.

Основным недостатком, ограничивающим область применения релейных стабилизаторов, является относительно большая амплитуда пульсации выходного напряжения. Амплитуда пульсации выходного напряжения зависит от величины порогов срабатывания триггера, коэффициента усиления усилителя и величины коэффициента затухания фильтра стабилизатора. Повышение резонансной частоты фильтра при постоянных уровнях порогов срабатывания триггера, постоянных значениях коэффициента усиления усилителя и коэффициента затухания фильтра стабилизато-

ра вызывает пропорциональное увеличение частоты автоколебаний, не изменяя величины пульсации выходного напряжения.

Коэффициент затухания фильтра повышается с увеличением индуктивности дросселя, при соответствующем уменьшении емкости фильтра (из условия постоянства резонансной частоты фильтра). При больших значениях коэффициента затухания резко возрастают габариты стабилизатора. Однако даже при нулевых порогах срабатывания триггера, бесконечном коэффициенте усиления усилителя и достаточно большом коэффициенте затухания не удается получить малую амплитуду пульсации.

Как известно из теории релейных систем автоматического регулирования, повышение частоты автоколебаний при неизменных параметрах фильтра, фиксированных порогах срабатывания триггера и неизменном коэффициенте усиления усилителя может быть достигнуто введением дополнительных ускоряющих элементов. В качестве такого ускоряющего элемента в данной схеме используется цепочка, состоящая из конденсатора C_1 и резистора R_9 . Значительное увеличение частоты автоколебаний стабилизатора при тех же параметрах фильтра, усилителя и триггера приводит к значительному уменьшению амплитуды пульсации.

Схема стабилизатора рис. 4.26 по составу элементов мало чем отличается от схемы рис. 4.25. Основное отличие заключа-

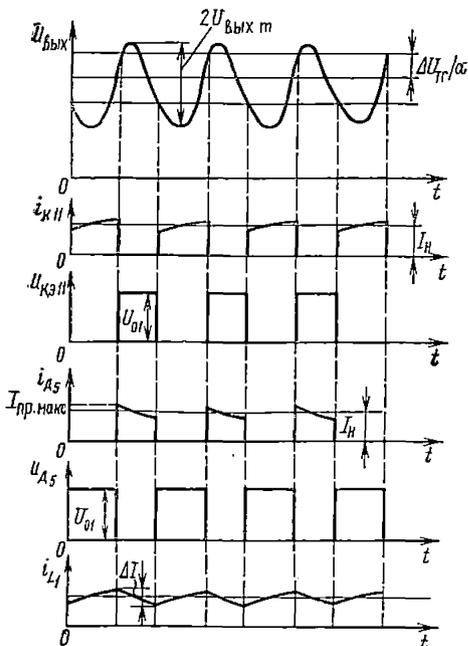


Рис. 4.27. Графики напряжений и токов релейного стабилизатора постоянного напряжения

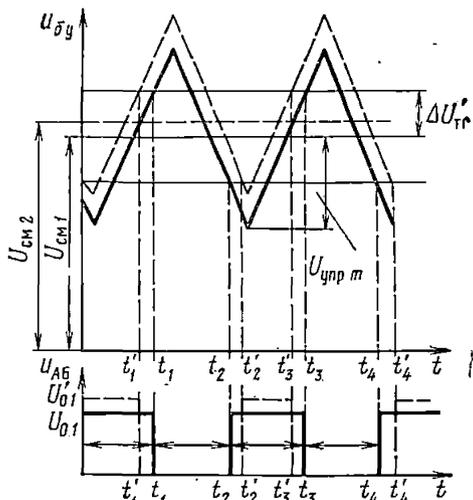


Рис. 4.28. Графики напряжений $u_{б.у} = f(t)$ и $u_{АБ} = f(t)$ для стабилизатора, работающего в режиме ШИМ

ется в том, что вместо резистора $R_{\text{зап}}$ в схеме установлены диоды $D_{\text{зап}}$. Использование в схеме запирающих диодов позволяет ограничить напряжение на конденсаторе $C_{\text{зап}}$. Кроме того, при изменении входного напряжения амплитуда напряжения на конденсаторе $C_{\text{зап}}$ изменяется незначительно. Постоянство амплитуды запирающего напряжения особенно важно, если в качестве регулирующих применяют высокочастотные транзисторы, у которых обратное напряжение на переходе база — эмиттер малό и строго ограничено по величине.

В отличие от схемы рис. 4.25, данный стабилизатор работает в режиме широтно-импульсной модуляции. На вход усилителя через разделительный конденсатор от внешнего источника подается переменный сигнал. Форма сигнала может быть пилообразной или синусоидальной.

Рассмотрим принцип действия схемы рис. 4.26 при пилообразном переменном воздействии. На рис. 4.28 изображены графики, поясняющие работу релейного стабилизатора в режиме широтно-импульсной модуляции. На базу усилительного транзистора подаются внешний пилообразный сигнал и постоянное смещение с делителя $R_1, R_{\text{п}}, R_2$. В момент t_1 напряжение на базе усилительного транзистора достигает величины, при которой ток коллектора T_y равен току срабатывания триггера. Триггер срабатывает, транзисторы T_4, T_3, T_2 открываются, а T_{12}, T_{11} закрываются. Напряжение на входе фильтра $u_{\text{ДБ}}$ скачком уменьшается до нуля. В момент времени t_2 пилообразное напряжение на базе транзистора T_y уменьшилось до величины, при которой ток коллектора усилительного транзистора стал равен току отпускания триггера. Триггер срабатывает, транзисторы T_4, T_3, T_2 закрываются, а T_{12}, T_{11} открываются. Напряжение на входе фильтра вновь скачком увеличивается до величины входного напряжения U_{01} . Таким образом, триггер, а соответственно и регулирующий транзистор непрерывно переключаются за счет внешнего переменного сигнала.

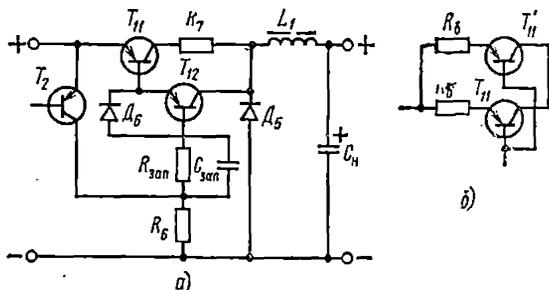
Предположим, напряжение на входе стабилизатора увеличилось до величины U'_{01} . При этом напряжение смещения на базе усилительного транзистора увеличилось до величины $U_{\text{см2}}$. Как видно из графика рис. 4.28, увеличение смещения увеличивает время открытого состояния транзисторов T_4, T_3, T_2 . Время открытого состояния транзистора T_{12}, T_{11} при этом уменьшается. Соответственно уменьшается длительность импульса на входе фильтра, а среднее значение выходного напряжения возвращается к первоначальному значению с определенной степенью точности.

4.6. РАСЧЕТ ИМПУЛЬСНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Расчет схемы сводится к выбору основных элементов фильтра; выбору регулирующего транзистора и коммутирующего ди-

ода; выбору элементов схемы управления; расчету режимов стабилизатора и определению его основных параметров. Исходными данными для расчета схемы являются: напряжение питающей сети U_1 , В; частота тока сети f_0 , Гц; величины относитель-

Рис. 4.29. К расчету импульсного стабилизатора:
 а — схема силовой части импульсного стабилизатора; б — схема параллельного включения регулирующих транзисторов



ных отклонений напряжения сети как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения, a_{\max} , a_{\min} ; номинальное значение выходного напряжения $U_{\text{вых}}$, В; пределы регулировки выходного напряжения $U_{\text{вых.макс}}$, $U_{\text{вых.мин}}$; максимальный и минимальный ток нагрузки стабилизатора $I_{\text{н.макс}}$, $I_{\text{н.мин}}$, А; внутреннее сопротивление r_i ; коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}}$; амплитуда пульсации выходного напряжения $U_{\text{вых.т}}$; пределы изменения температуры $\theta_{\text{окр.макс}}$, $\theta_{\text{окр.мин}}$, °С; температурный коэффициент γ , мВ/°С; η — КПД стабилизатора.

Расчет силовой части стабилизатора. Силовая часть (рис. 4.29) состоит из составного регулирующего транзистора T_{11} , T_{12} дросселя L_1 , конденсатора $C_{\text{н}}$, коммутирующего диода D_5 . Рассмотрим процесс переключения силового регу-

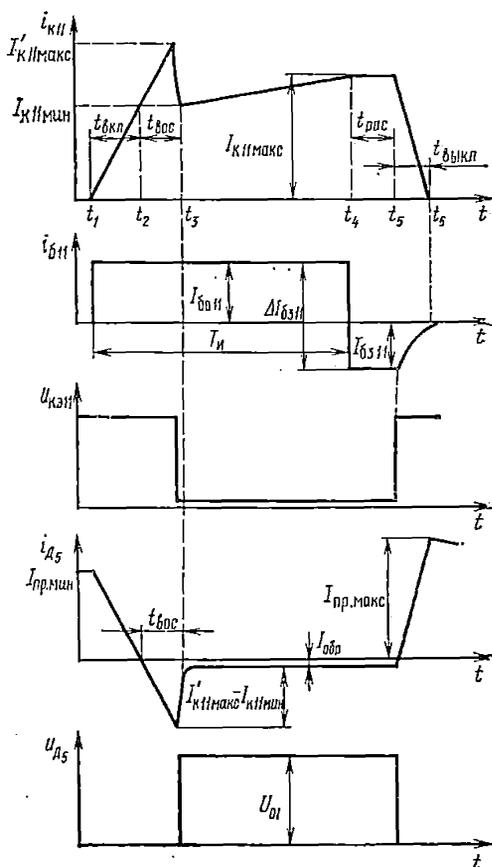


Рис. 4.30. Графики процессов переключения регулирующего транзистора T_{11} и коммутирующего диода D_5

дирующего транзистора T_{11} и коммутирующего диода D_5 (рис. 4.30). В момент t_1 в цепь базы закрытого транзистора T_{11} подан импульс тока $I_{б.011}$, достаточный для его насыщения. Рабочая точка транзистора перемещается из области отсечки в область насыщения через активную область. В интервале t_1-t_2 за время включения $t_{вкл}$ ток коллектора достигает значения $I_{к11мин}$. Время $t_{вкл}$ зависит от частотных свойств транзистора и от величины тока базы. Ток диода в этом интервале времени уменьшается. Если считать ток в дросселе в интервале t_1-t_2 неизменным и равным $I_{к11мин}$, то в любой момент времени сумма токов диода и транзистора в этом интервале равна $I_{к11мин}$.

В момент времени t_2 ток коллектора стал равным $I_{к11мин}$ а ток диода уменьшился до нуля. С этого времени начинается процесс восстановления обратного сопротивления коммутирующего диода D_5 . В интервале восстановления t_2-t_3 транзистор продолжает работать в активной области. Ток $i_{к11}$ увеличивается, а напряжение на переходе коллектор — эмиттер максимально и равно входному напряжению стабилизатора U_{01} . Ток диода в интервале t_2-t_3 изменяет свое направление. В момент t_3 , соответствующий окончанию восстановления, ток коллектора уменьшается до значения $I_{к11мин}$, и транзистор входит в область насыщения. Ток диода в момент t_3 уменьшается до величины обратного тока $I_{обр}$.

Как видно из рис. 4.30, в интервале t_2-t_3 транзистор работает в активной области при максимальном напряжении на переходе коллектор — эмиттер ($U_{к.э11} = U_{01}$) и на нем рассеивается значительная мощность. Чем больше время восстановления обратного сопротивления диода, тем больше максимальное значение коллекторного тока $I'_{к11макс}$ и тем больше величина рассеиваемой мощности.

Если время восстановления диода D_5 больше времени включения транзистора T_{11} , то максимальное значение тока коллектора $I'_{к11макс} = h_{21э11} I_{б011}$, а максимальное значение тока диода в обратном направлении $I_{обр.макс} = h_{21э11} I_{б011} - I_{к11мин}$.

В интервале t_3-t_4 транзистор находится в режиме насыщения, ток коллектора $i_{к11}$ возрастает, ток диода D_5 равен обратному току $I_{обр}$, напряжение $U_{к.э11}$ равно напряжению насыщения, а напряжение на диоде $U_{д5}$ равно входному напряжению стабилизатора U_{01} .

В момент t_4 на базу транзистора T_4 подается запирающее напряжение, и ток базы меняет свое направление. В интервале t_4-t_5 происходит рассасывание избыточной концентрации неосновных носителей в базе транзистора, и ток коллектора равен $i_{к11} = I_{к11макс}$. Диод D_5 в этом интервале закрыт.

Момент t_5 соответствует окончанию рассасывания транзистора. Начиная с этого момента времени транзистор работает в активной области. Ток коллектора $i_{к11}$ уменьшается, а ток диода D_5 увеличивается. Напряжение на переходе коллектор — эмиттер с момента t_5 максимально и равно входному напряже-

нию стабилизатора U_{01} , а напряжение на диоде минимально. В момент t_6 транзистор переходит в область отсечки, а ток диода D_5 достигает своего максимального значения $I_{пр.макс}$. Начиная с момента t_6 открыт диод D_5 .

Порядок расчета. 1. Определяем минимальное $U_{01мин}$, номинальное U_{01} и максимальное $U_{01макс}$ значения входного напряжения стабилизатора:

$$\left. \begin{aligned} U_{01мин} &\geq (U_{вых.макс} + \Delta U_{L_1} + U_{к.э1нас} + U_{R_7} + U_{01m1} + U_{01mi}) / \gamma_{макс}; \\ U_{01} &= U_{01мин} / (1 - a_{мин}); \\ U_{01макс} &= U_{01} (1 + a_{макс}), \end{aligned} \right\} (4.55)$$

где $\Delta U_{L_1} = (0,02 \div 0,1) U_{вых}$ — падение напряжения на активном сопротивлении дросселя; $U_{к.э1нас}$ — напряжение на переходе коллектор — эмиттер транзистора T_{11} в режиме насыщения; U_{R_7} — падение напряжения на сопротивлении R_7 ; U_{01m1} — амплитуда пульсации на входе стабилизатора; U_{01mi} — амплитуда пульсации на входе стабилизатора за счет импульсного изменения тока коллектора транзистора T_{11} .

Величина $U_{к.э1нас}$ для германиевых транзисторов приближенно равна 0,5—1 В, для кремниевых 2—3В. Величина U_{R_7} приближенно равна напряжению насыщения транзистора T_{12} $U_{к.э2нас}$. Величиной $U_{к.э2нас}$ задаемся, как это показано выше. Величина $\gamma_{макс} = 0,8 \div 0,9$.

Если стабилизатор питается от аккумуляторной батареи и величины $U_{01мин}$, U_{01} , $U_{01макс}$ заданы, то необходимо проверить выполнение неравенства (4.55).

2. Задаемся минимальной частотой переключения регулирующего транзистора $f_{мин}$. В стабилизаторах, работающих в режиме широтно-импульсной модуляции, частота переключения постоянна: $f_0 = f_{мин} = f_{макс}$. В стабилизаторах релейного типа частота изменяется при изменении входного напряжения. При изменении тока нагрузки частота переключения в стабилизаторах релейного типа изменяется незначительно.

Определяем максимальное и минимальное значения относительного времени импульса транзистора:

$$\left. \begin{aligned} \gamma_{макс} &\approx U_{вых.макс} / U_{01мин}; \\ \gamma_{мин} &\approx U_{вых.мин} / U_{01макс}. \end{aligned} \right\} (4.56)$$

Для стабилизаторов релейного типа с внутренней обратной связью определяем параметр m и максимальную частоту переключения регулирующего транзистора $f_{макс}$:

$$m = \frac{U_{вых.макс} (U_{01мин} - U_{вых.макс})}{f_{мин} U_{01мин}}; \quad (4.57)$$

для схемы рис. 4.25 $m = 2\Delta U'_{тр} R_9 C_1$, где $\Delta U'_{тр}$ — порог срабатывания, приведенный к входу усилителя T_7 ;

$$f_{0\text{макс}} = \frac{U_{\text{вых.мин}} (U_{01\text{макс}} - U_{\text{вых.мин}})}{m U_{01\text{макс}}} \quad (4.58)$$

Как видно из выражения (4.58), частота переключения будет максимальной при максимальном значении входного напряжения. Величина $f_{0\text{макс}}$ не должна превышать предельную частоту элементов, используемых в схеме стабилизатора. Если частота $f_{0\text{макс}}$ превышает предельную величину, необходимо увеличить $U_{01\text{мин}}$ и соответственно пересчитать величину m . В этом случае изменения частоты при изменении входного напряжения будут меньше.

3. Определяем величины индуктивности дросселя L_1 и емкости конденсатора C_H . В стабилизаторах, работающих в режиме широтно-импульсной модуляции, для двойной амплитуды пульсации (первой гармоники) выходного напряжения можно записать следующее выражение:

$$2U_{\text{вых}m} = \frac{U_{\text{вых}} - (U_{\text{вых}}^2 / U_{01})}{8f_0^2 L_1 C_H} \quad (4.59)$$

Из (4.59) видно, что величина $2U_{\text{вых}m}$ зависит как от величины U_{01} , так и от величины $U_{\text{вых}}$. Зависимости $2U_{\text{вых}m} = f(U_{\text{вых}})$ при постоянных величинах U_{01} приведены на рис. 4.31. Максимальная величина пульсации будет иметь место при

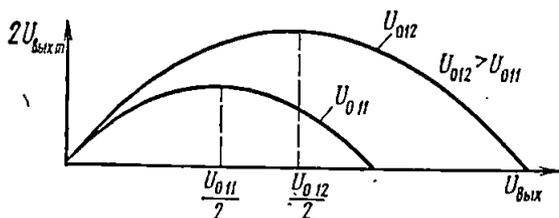


Рис. 4.31. Зависимость амплитуды пульсации от величины выходного напряжения в стабилизаторах с ШИМ

$U_{\text{вых}} = 0,5 U_{01}$. Увеличение входного напряжения приводит к увеличению пульсации и к сдвигу максимума.

Зная величину пульсации на выходе стабилизатора, можно из (4.59) определить величину $L_1 C_H$. Величина $L_1 C_H$ должна быть такой, что при заданных пределах изменения входного и выходного напряжения стабилизатора амплитуда пульсации не превышала предельного значения.

При определении $L_1 C_H$ возможны три случая:

$$\left. \begin{aligned} & \text{а) } U_{\text{вых.мин}} > 0,5 U_{01\text{макс}} \\ & L_1 C_H = \frac{U_{\text{вых.мин}} - (U_{\text{вых.мин}}^2 / U_{01\text{макс}})}{8f_0^2 U_{\text{вых}m}} \\ & L_1 = \frac{U_{\text{вых.мин}} - (U_{\text{вых.мин}}^2 / U_{01\text{макс}})}{\Delta I f_0} \end{aligned} \right\} \quad (4.60)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{б) } U_{\text{вых.макс}} &< 0,5U_{01\text{макс}} \\ L_1 C_H &= \frac{U_{\text{вых.макс}} - (U_{\text{вых.макс}}^2 / U_{01\text{макс}})}{16f_0^2 U_{\text{вых } m}} \\ L_1 &= \frac{U_{\text{вых.макс}} - (U_{\text{вых.макс}}^2 / U_{01\text{макс}})}{\Delta I f_0} \end{aligned} \right\} \quad (4.61)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{в) } U_{\text{вых.мин}} &< 0,5U_{01\text{макс}} < U_{\text{вых.макс}} \\ L_1 C_H &= U_{01\text{макс}} / 16f_0^2 U_{\text{вых } m} \\ L_1 &= U_{01\text{макс}} / 4\Delta I f_0 \end{aligned} \right\} \quad (4.62)$$

В выражениях (4.60) — (4.62) ΔI — полное приращение тока в дросселе L_1 . Величина ΔI по возможности должна быть не более $2I_{\text{н.мин}}$. При малых величинах $I_{\text{н.мин}}$ или при $I_{\text{н.мин}}=0$ это условие трудно выполнить.

Принимаем $2I_{\text{н.мин}} > \Delta I > (0,01 \div 0,05)I_{\text{н.макс}}$. Определив величины $L_1 C_H$ и L_1 , находим величину C_H . Необходимо отметить, что при скачкообразном изменении тока нагрузки от $I_{\text{н.макс}}$ до $I_{\text{н.мин}}$ на выходе стабилизатора имеет место положительный выброс напряжения. Амплитуда выброса выходного напряжения определяется из выражения

$$\Delta U_{\text{выбр}} = 0,5 \frac{(I_{\text{н.макс}} - I_{\text{н.мин}})^2 L_1}{C_H U_{\text{вых.мин}}} \quad (4.63)$$

Если амплитуда выброса $\Delta U_{\text{выбр}}$ превышает заданное значение, величину емкости необходимо определять из (4.63). При этом величину индуктивности L_1 оставляем без изменения. В стабилизаторах релейного типа $L_1 C_H$ определяем следующим образом. Задаемся величиной изменения тока в дросселе ΔI так, как это показано для стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией. Определяем величину L_1 из выражения

$$L_1 = m / \Delta I, \quad (4.64)$$

где m — параметр стабилизатора определяется по (4.57).

Определив величину L_1 , рассчитываем дроссель или выбираем стандартный из приложения ПЗ.1.

Величину емкости C_H находим по формуле

$$C_H = \Delta I / 16f_{0\text{мин}} U_{\text{вых } m} \quad (4.65)$$

Из справочника выбираем тип конденсатора C_H . Из выражения (4.63) определяем величину выброса выходного напряжения стабилизатора $\Delta U_{\text{выбр}}$ при скачкообразном уменьшении тока от $I_{\text{н.макс}}$ до $I_{\text{н.мин}}$. Если $\Delta U_{\text{выбр}}$ превышает предельно допустимое значение, величину емкости C_H пересчитываем по (4.63), задавая предельной величиной выброса.

4. Максимальное напряжение на переходе коллектор — эмиттер транзистора T_{11}

$$U_{к.э11\max} = U_{01\max} + U_{прД_5}, \quad (4.66)$$

где $U_{прД_5}$ — прямое падение напряжения на диоде D_5 .

Максимальное значение тока коллектора T_{11}

$$I_{к11\max} = I_{н.\max} + \Delta I/2. \quad (4.67)$$

По величинам $U_{к.э11\max}$, $I_{к11\max}$ ориентировочно выбираем тип транзистора T_{11} . Определяем величину тока базы $I_{б.011}$, необходимую для насыщения транзистора T_{11} :

$$I_{б.011} = I_{к11\max} b / h_{21э11\min},$$

где $b = 1,5 \div 2$ — коэффициент насыщения транзистора T_{11} ; $h_{21э11\min}$ — минимальный статический коэффициент передачи тока транзистора T_{11} в схеме с общим эмиттером.

Задаемся величиной запирающего тока базы $I_{б.311}$. От величин $I_{б.011}$, $I_{б.311}$ зависят величины времени включения, выключения и рассеивания транзистора T_{11} , а соответственно и величина рассеиваемой мощности.

Максимальное значение тока коллектора T_2 равно $I_{б.311}$, поэтому от этой величины зависит выбор транзистора T_2 по максимальному току. Принимаем $I_{б.311} = I_{б.011}$. Наибольшее обратное напряжение на диоде D_5 $U_{обр.Д_5\max}$ равно $U_{01\max}$. Максимальный ток диода D_5 равен максимальному коллекторному току транзистора T_{11} : $I_{пр.Д_5\max} = I_{к11\max}$; максимальный средний ток диода $I_{пр.Д_5\text{ ср}} = I_{н.\max} (1 - \gamma_{\min})$. По этим параметрам выбираем тип диода D_5 .

Определяем время включения транзистора $t_{вкл}$, время выключения $t_{выкл}$ и время рассеивания $t_{рас}$:

$$\left. \begin{aligned} t_{вкл} &\approx \frac{h_{21э11}}{2\pi f h_{21б11}} \ln \frac{I_{б.011} h_{21э11}}{I_{б.011} h_{21э11} - I_{к11\min}}; \\ t_{выкл} &\approx \frac{h_{21э11}}{2\pi f h_{21б11}} \ln \frac{(I_{к11\max} / h_{21э11}) + I_{б.311}}{I_{б.311}}; \\ t_{рас} &\approx \frac{h_{21э11}}{2\pi f h_{21б11}} \ln \frac{(I_{б.011} + I_{б.311}) h_{21э11}}{I_{к11\max} + I_{б.311} h_{21э11}}, \end{aligned} \right\} \quad (4.68)$$

где $h_{21э11}$ — статический коэффициент передачи тока транзистора T_{11} в схеме с общим эмиттером; $f_{h_{21б11}}$ — граничная частота транзистора T_{11} в схеме с общей базой; $I_{к11\min} = (I_{н.\max} - \Delta I/2)$.

Определяем время восстановления диода D_5 :

$$\left. \begin{aligned} \text{при } \tau_D &\approx \tau_T & t_{вос} &\approx (1 \div 1,5) \tau_D; \\ \text{при } \tau_D &< \tau_T & t_{вос} &= (4 \div 7) \tau_D; \\ \text{при } \tau_D &> \tau_T & t_{вос} &\approx (1 \div 2) \tau_D, \end{aligned} \right\} \quad (4.69)$$

где τ_D — время жизни избыточных носителей зарядов в базо-

вой области диода D_5 . Величину τ_D можно ориентировочно определить из табл. 4.6.

Таблица 4.6
Параметры диодов

Тип диода	τ_D , мкс	$I_{пр.ср.макс}$, А	$U_{обр}$, В	Тип диода	τ_D , мкс	$I_{пр.ср.макс}$, А	$U_{обр}$, В
2Д204Б	1,0	0,6	200	2Д202М	17	3,0	500
Д310	0,3	0,5	200	Д215	18	5,0	200
Д237Б	6,5	0,3	400	Д232	20	10	400
2Д202Л	16	1,0	400	Д233	20	10	500

Зная величины $U_{к.э1макс}$, $I_{к1макс}$, $I_{б.011}$, $I_{б.311}$, $\Delta I_{б.311}$, $t_{вкл}$, $t_{выкл}$, $t_{рас}$, $t_{вос}$, можно определить мощность, рассеиваемую транзистором T_{11} , $P_{к11}$. Она складывается из мощности, рассеиваемой при включении и выключении транзистора, $P_{пер}$; мощности, рассеиваемой в областях отсечки и насыщения, $P_{отс}$, $P_{нас}$.

Мощность $P_{пер}$ рассеивается на транзисторе в интервалах t_1-t_3 и t_4-t_5 (см. рис. 4.30):

$$P_{пер11} = P'_{пер11} + P''_{пер11} \quad (4.70)$$

Мощность, рассеиваемая при включении транзистора, $P'_{пер}$ зависит как от времени включения транзистора $t_{вкл}$, так и от времени восстановления диода $t_{вос}$. Процесс включения транзистора происходит при максимальном напряжении на переходе коллектор — эмиттер $U_{к.э1макс} = U_{01}$. Если время восстановления диода $t_{вос} < t_{вкл}(b-1)$, в течение которого ток коллектора нарастает от величины $I_{к11мин}$ до $h_{21э11}I_{б.011}$, то величина мощности

$$P'_{пер11} = \frac{U_{к.э1макс} I_{к11мин}}{T_0} \left(\frac{t_{вкл}}{2} + t_{вос} + \frac{t_{вос}^2}{2t_{вкл}} \right).$$

Если время восстановления диода равно нулю, то

$$P'_{пер11} = U_{к.э1макс} I_{к11мин} t_{вкл} / 2T_0.$$

Если время восстановления диода $t_{вос}$ больше $t_{вкл}(b-1)$, т. е. ток коллектора $i_{к11}$ успел нарасти от величины $I_{б.011}h_{21э11}$, то величина мощности $P'_{пер11}$ определяется из следующего выражения:

$$P'_{пер11} = \frac{U_{к.э1макс} I_{к11мин}}{T_0} \left(\frac{t_{вкл}}{2} + t_{вос} + \frac{t_{вос}^2}{2t_{вкл}} + bt_{вос} + b^2 t_{вкл} + bt_{вкл} \right).$$

В интервале t_4-t_5 происходят процесс рассеивания неосновных носителей в базовой области транзистора и его запираение. Мощность, рассеиваемая транзистором в этом интервале,

$$P''_{пер11} = \frac{1}{T_0} \left(U_{к.э1нас} I_{к1макс} t_{рас} + \frac{U_{к.э1макс} I_{к1макс} t_{выкл}^2}{2} \right),$$

где $U_{к.э1нас}$ — напряжение на переходе коллектор — эмиттер транзистора в области насыщения.

В интервале t_3-t_4 транзистор находится в насыщенном состоянии, напряжение на переходе коллектор — эмиттер минимально и равно $U_{к.э1нас}$, а ток $i_{к11}$ изменяется от величины $I_{к11мин}$ до $I_{к11макс}$. Принимая закон изменения тока в этом интервале линейным, получим выражение для мощности, рассеиваемой транзистором в этой области:

$$P_{нас11} = \frac{U_{к.э1нас} (I_{к11макс} + I_{к11мин})}{2} \gamma_{макс} = U_{к.э1нас} I_{н.макс} \gamma_{макс}, \quad (4.71)$$

где $\gamma_{макс} = U_{вых.макс} / U_{01мин}$ — относительное время открытого состояния транзистора T_{11} .

В области отсечки, когда транзистор закрыт, а к его базе прикладывается запирающее напряжение, ток коллектора транзистора T_{11} равен начальному коллекторному току $I_{к.б.011}$, а напряжение максимально и равно U_{01} .

В области отсечки мощность, рассеиваемая транзистором,

$$P_{отс11} = U_{к.э1макс} I_{к.б.011} (1 - \gamma_{мин}). \quad (4.72)$$

Величина $I_{к.б.011}$ определяется из справочника при максимальной температуре перехода; $\gamma_{мин} = U_{вых.мин} / U_{01макс}$.

Суммарная мощность, рассеиваемая транзистором T_{11} ,

$$P_{к11} = P'_{пер11} + P''_{пер11} + P_{нас11} + P_{отс11}. \quad (4.73)$$

Из выражения (4.29) определяем мощность $P_{к11макс}$, которую может рассеять транзистор без радиатора. Если $P_{к11макс} < P_{к11}$, то необходимо произвести расчет тепловода или выбрать стандартный из приложения П6 по тепловым характеристикам. Если выбранный транзистор не проходит по мощности ни с одним радиатором или не проходит по максимальному току, необходимо использовать параллельное включение транзисторов (рис. 4.29б). Для выравнивания мощностей параллельно включенных транзисторов в цепи их эмиттеров включают сопротивление R_6 . Его величина определяется из выражения

$$R_6 = \frac{n_{пар}}{\sqrt{R_{вых.макс} R_{вых.мин}}},$$

где $R_{вых.макс}$, $R_{вых.мин}$ — максимально и минимально возможные значения сопротивлений транзистора T_{11} в режиме насыщения:

$$R_{вых.макс} = U_{к.э1нас} / I'_{к11макс}; \quad R_{вых.мин} = U_{к.э1нас.мин} / I'_{к11макс},$$

где $I'_{к11макс}$ — максимальный ток одного транзистора, равный $I_{к11макс} / n_{пар}$; $n_{пар}$ — число транзисторов, включенных параллельно.

5. Определяем величины напряжения $U_{к.э12макс}$, тока $I_{к12макс}$ и мощности $P_{к12}$. Напряжение $U_{к.э12макс} \approx U_{к.э1макс}$. Ток $I_{к12макс} \approx I_{б.011}$. Мощность

$$P_{к12} \approx P_{к11} I_{к12макс} / I_{н.макс}. \quad (4.74)$$

По величинам $U_{к.э12макс}$, $I_{к12макс}$, $P_{к12макс}$ выбираем тип транзистора T_{12} . Из (4.29) определяем мощность $P_{к12макс}$ транзистора T_{12} . Если $P_{к12макс} < P_{к12}$, транзистор T_{12} используется без радиатора. Если $P_{к12макс} > P_{к12}$, то по тепловым характеристикам из приложения Пб выбираем соответствующий теплоотвод.

Определяем величину тока базы транзистора T_{12} , необходимую для его насыщения:

$$I_{б.о12} = (I_{к12макс} / h_{21э12}) b, \text{ где } b = 1,5 \div 2.$$

Максимальное падение напряжения на резисторе R_7 приближенно равно напряжению насыщения T_{12} , что практически составляет не более 0,5—1 В для германиевых транзисторов и не более 2—3 В для кремниевых.

Величину R_7 можно определить из выражения

$$R_7 \approx U_{к.э12нас} / I_{к12макс}.$$

6. Определяем потери в диоде $D_5 - P_{D_5}$ и потери в дросселе $L_1 - P_{L_1}$:

$$\left. \begin{aligned} P_{D_5} &= U_{прD_5макс} I_{н.макс} (1 - \gamma_{мин}); \\ P_{L_1} &= I_{н.макс}^2 R_{L_1}. \end{aligned} \right\} \quad (4.75)$$

В выражениях (4.75) $U_{пр. D_5макс}$ — максимальное прямое падение напряжения на диоде D_5 ; $\gamma_{мин} = U_{вых.мин} / U_{о1макс}$; R_{L_1} — активное сопротивление обмотки дросселя L_1 .

7. Коэффициент полезного действия стабилизатора равен

$$\eta = \frac{U_{вых} I_{н.макс}}{U_{вых} I_{н.макс} + P_{к11} + P_{D_5} + P_{L_1} + P_{к12} + P_{R_7}}, \quad (4.76)$$

где $P_{R_7} \approx I_{н.макс}^2 R_7 \gamma_{макс}$ — мощность, рассеиваемая в резисторе R_7 .

Расчет схемы управления. Рассчитаем схему управления регулирующим транзистором. На рис. 4.32 изображены три различные схемы управления регулирующим транзистором. Их

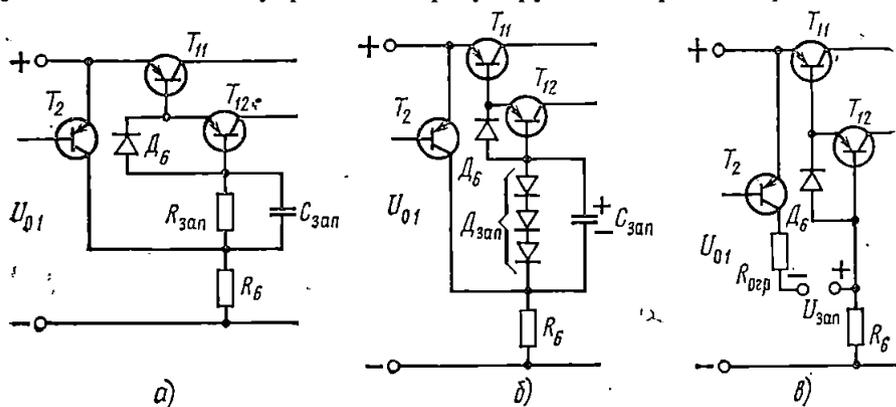


Рис. 4.32. Схема запирающего регулирующего транзистора:

а и б — запирающий источник — заряженная емкость; в — автономный источник запирающего напряжения

основное отличие — различное запираение. Транзисторы T_{11} , T_{12} запираются за счет подключения к переходу база — эмиттер источника положительной полярности.

На рис. 4.33а изображены графики напряжений на конденсаторе $C_{зап}$ и транзисторе T_2 , а также график тока $i_{к2}$ для схемы рис. 4.32а. В момент времени t_1 включается транзистор T_2 , и

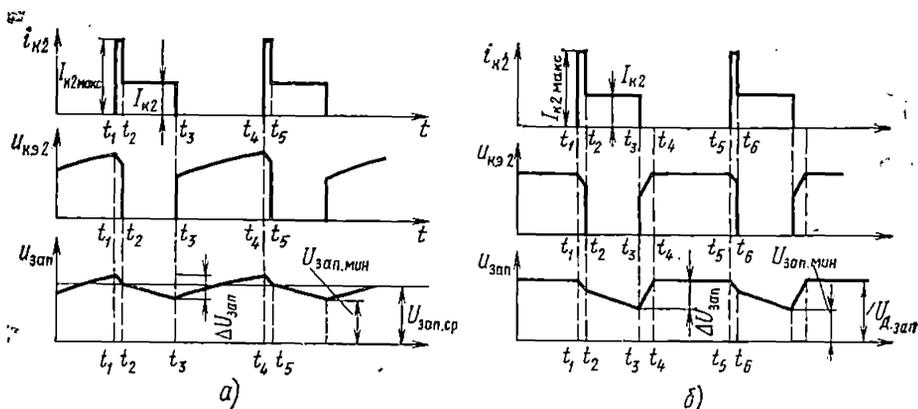


Рис. 4.33. Переходные процессы при запираении регулирующего транзистора: а — в схеме рис. 4.32а; б — в схеме рис. 4.32б

конденсатор $C_{зап}$ подключается к транзисторам T_{11} , T_{12} . Плюс емкости подключается к базам транзисторов T_{12} и T_{11} через диод D_6 , а минус — к эмиттеру транзистора T_{11} .

В интервале t_1 — t_2 рассасываются неосновные носители в базе регулирующего транзистора T_{11} . В интервале рассасывания сопротивление на переходе база — эмиттер T_{11} мало, и через переход течет большой ток, равный $I_{б.311}$. Величина $I_{б.311}$ равна току коллектора транзистора T_2 .

В интервале t_1 — t_2 транзистор T_2 работает в линейном режиме, и величина тока его коллектора $i_{к2} = I_{к2\text{макс}} = I_{б.311}$, а напряжение $U_{кэ2} = U_{зап}$. Напряжение на переходе коллектор — эмиттер транзистора T_2 в этом интервале падает за счет разряда конденсатора $C_{зап}$ током $I_{к2\text{макс}}$. В момент t_2 транзисторы T_{11} и T_{12} закрываются, и ток коллектора T_2 уменьшается до величины $I_{к2}$ — транзистор T_2 входит в режим насыщения. Напряжение $U_{кэ2}$ скачком падает до напряжения насыщения.

В интервале t_2 — t_3 транзистор T_2 насыщен, и величина его тока определяется сопротивлением резистора R_6 . Емкость $C_{зап}$ в этом интервале разряжается в основном на резистор $R_{зап}$. В момент t_3 транзистор T_2 закрывается, транзисторы T_{12} , T_{11} открываются током, протекающим через цепочку R_6 , $R_{зап}$, $C_{зап}$. В интервале t_3 — t_4 емкость $C_{зап}$ заряжается, напряжение $U_{кэ2}$ растет. Начиная с момента t_4 процесс повторяется.

Недостатками такой схемы запираения являются: 1) зависимость величины запирающего напряжения от входного напряже-

ния стабилизатора; 2) шунтирующее действие резистора $R_{\text{зап}}$ в интервале разряда конденсатора $C_{\text{зап}}$, что приводит к необходимости значительно увеличивать сопротивление резистора $R_{\text{зап}}$ или емкость конденсатора $C_{\text{зап}}$.

Указанный недостаток устранен в схеме запирания рис. 4.32б. В ней вместо резистора $R_{\text{зап}}$ используются диоды, включенные в прямом направлении. Так как напряжение на диодах мало изменяется при изменении тока, амплитуда запирающего напряжения мало зависит от величины входного напряжения стабилизатора.

Кроме того, при разряде конденсатора напряжение на диодах уменьшается, что приводит к увеличению их сопротивления и соответственно к уменьшению разрядного тока конденсатора $C_{\text{зап}}$. Это уменьшение позволяет снизить величину его емкости. На рис. 4.32б приведены графики $u_{к.э2}(t)$, $i_{к2}(t)$, $u_{\text{зап}}(t)$ для этой схемы. В стабилизаторах, рассчитанных на относительно большие токи нагрузки, из-за большой величины запирающего тока приходится применять автономный источник запирающего напряжения (рис. 4.32в). Для ограничения тока в цепь коллектора транзистора T_2 включается резистор $R_{\text{огр}}$. Токи и напряжения коллектора T_2 в этом случае имеют форму прямоугольных импульсов. В интервале рассасывания имеет место выброс тока, равный $U_{\text{зап}}/R_{\text{огр}}$. При расчете цепи управления необходимо определить величину запирающего напряжения $U_{\text{зап}}$, величины сопротивлений резисторов $R_{\text{зап}}$, R_6 и емкости конденсатора $C_{\text{зап}}$, выбрать транзистор T_2 и диод D_6 .

Для схемы рис. 4.32б необходимо также выбрать тип и количество диодов $D_{\text{зап}}$, а для схемы рис. 4.32в определить величину сопротивления резистора $R_{\text{огр}}$.

Расчет схемы рис. 4.32а. Определяем суммарное сопротивление смещения $R_{\text{зап}} + R_6$ исходя из величины тока базы транзистора T_{12} , необходимого для его насыщения, и из минимальной величины входного напряжения:

$$R_{\text{зап6}} = (R_{\text{зап}} + R_6) = \frac{(U_{01\text{мин}} - U_{к.э1\text{нас}} - U_{к.э2\text{нас}}) h_{21э12\text{мин}}}{I_{к12\text{макс}} b}, \quad (4.77)$$

где $b = 1,5 \div 2$ — коэффициент насыщения транзистора T_{12} . При определении $R_{\text{зап}} + R_6$ величину b берем минимальной.

Определяем минимальную величину запирающего напряжения на емкости $C_{\text{зап}} = U_{\text{зап.мин}}$. При работе в широком диапазоне температур запирающее смещение на транзисторе должно быть не менее 0,4—0,6 В [12]. Следовательно,

$$U_{\text{зап.мин}} \geq U_{\text{зап}11} + U_{\text{зап}12} + U_{к.э2\text{нас}}, \quad (4.78)$$

где $U_{\text{зап}11}$, $U_{\text{зап}12}$ — соответственно минимальные запирающие смещения на транзисторах T_{11} , T_{12} , равные 0,4—0,6 В; $U_{к.э2\text{нас}}$ — напряжение на переходе коллектор — эмиттер T_2 в режиме насыщения, равное 0,5—1 В для германиевых транзисторов и 2—3 В для кремниевых.

Определив $U_{\text{зап.мин}}$ и задавшись приращением напряжения на конденсаторе $\Delta U_{\text{зап}}$ находим минимальное среднее значение напряжения на конденсаторе $C_{\text{зап}} - U_{\text{зап.ср}}$:

$$U_{\text{зап.ср}} = U_{\text{зап.мин}} + \Delta U_{\text{зап}}/2.$$

Величину $\Delta U_{\text{зап}}$ принимаем равной $(0,2 \div 0,5) U_{\text{зап.мин}}$. Определяем величину сопротивления резистора $R_{\text{зап}}$:

$$R_{\text{зап}} \geq U_{\text{зап.ср}} R_{\text{запб}} / U_{\text{вых.мин.}} \quad (4.79)$$

Зная величины $R_{\text{запб}}$, $R_{\text{зап}}$, определяем величину сопротивления R_6 :

$$R_6 \leq R_{\text{запб}} - R_{\text{зап}}. \quad (4.80)$$

Величину емкости конденсатора $C_{\text{зап}}$ определяем исходя из величины $\Delta U_{\text{зап}}$. Для стабилизатора, работающего в режиме широко-импульсной модуляции,

$$C_{\text{зап}} \geq \frac{U_{\text{вых.макс}} U_{01\text{макс}} - (U_{\text{вых.макс}})^2}{f_0 \Delta U_{\text{зап}} (R_6 U_{01\text{макс}} + U_{\text{вых.макс}} R_{\text{зап}})}$$

Для релейного стабилизатора величина $C_{\text{зап}}$ определяется из выражения

$$C_{\text{зап}} \geq \frac{m}{\Delta U_{\text{зап}} (R_6 + U_{\text{вых.мин}} R_{\text{зап}} / U_{01\text{макс}})}. \quad (4.81)$$

Транзистор T_2 выбираем исходя из величин максимального коллекторного тока $I_{\text{к}2\text{макс}}$, максимального напряжения на переходе коллектор—эмиттер $U_{\text{к}2\text{макс}}$ и максимальной мощности $P_{\text{к}2}$. Максимальный ток коллектора T_2 равен запирающему току базы транзистора T_{11} ($I_{\text{к}2\text{макс}} = I_{\text{б}311}$). Максимальное напряжение $U_{\text{к}2\text{макс}}$ равно максимальному напряжению на конденсаторе $C_{\text{зап}}$ плюс напряжение на переходе база T_{12} —эмиттер T_{11} . Если приближенно считать, что за время импульса регулирующего транзистора конденсатор $C_{\text{зап}}$ полностью заряжается, то величина $U_{\text{к}2\text{макс}}$ равна

$$U_{\text{к}2\text{макс}} \approx U_{01\text{макс}} R_{\text{зап}} / (R_6 + R_{\text{зап}}) + U_{\text{б}1\text{нас}} + U_{\text{б}2\text{нас}}, \quad (4.82)$$

где $U_{\text{б}1\text{нас}} = U_{\text{к}1\text{нас}}$; $U_{\text{б}2\text{нас}} = U_{\text{к}12\text{нас}}$.

Мощность транзистора T_2 определяется в основном мощностью, рассеиваемой в режиме насыщения, и мощностью, рассеиваемой в интервале рассасывания транзистора T_{11} . В интервале рассасывания транзистора T_{11} транзистор T_2 работает в линейном режиме, и его мощность равна произведению максимального тока на максимальное напряжение. Величина сопротивления

$$R_{\text{к}2} = U_{\text{к}2\text{нас}} \frac{U_{01\text{макс}}}{R_6} (1 - \gamma_{\text{мин}}) + U_{\text{к}2\text{макс}} t_{\text{рас}11} f_{0\text{макс}}, \quad (4.83)$$

где $U_{\text{к}2\text{нас}}$ — напряжение насыщения транзистора T_2 ; $t_{\text{рас}11}$ — время рассасывания транзистора T_{11} , определяется из (4.68).

Из (4.29) определяем $P_{\text{к}2\text{макс}}$. Если $P_{\text{к}2} > P_{\text{к}2\text{макс}}$, то необходимо применить радиатор или использовать транзистор на боль-

шую мощность. Диод D_6 , предназначенный для форсированного за-
пирапия транзистора T_{11} , выбирается исходя из величины запи-
рающего тока $I_{б.зп}$.

Расчет схемы рис. 4.32б. Из (4.78) определяем мини-
мальное напряжение на конденсаторе $C_{ззп} - U_{ззп.мин}$. Задавшись,
как показано ранее, приращением напряжения на конденсаторе
 $\Delta U_{ззп}$, определим величину $U_{ззп.ср} = U_{дззп}$. Зная ток базы тран-
зистора T_{12} , равный $I_{к12 макс} b / h_{21э12 мин}$, выбираем ориентировочно
тип диодов и определяем их количество: $n_{дззп} = U_{дззп} / U_{дпр}$,
где $U_{дпр}$ — прямое падение напряжения на диоде при токе,
равном $I_{к12 макс} b / h_{21э12 мин}$.

Величину емкости $C_{ззп}$ можно приближенно определить из выра-
жений:

для стабилизатора, работающего в режиме широтно-импуль-
сной модуляции,

$$C_{ззп} \geq \frac{U_{дззп} \left(1 - \frac{U_{вых.мин}}{U_{01 макс}} \right)}{n_{дззп} R_{дззп} \Delta U_{ззп} f_0};$$

для релейного стабилизатора

$$C_{ззп} \geq U_{дззп} m / n_{дззп} R_{дззп} U_{вых.мин},$$

где $R_{дззп}$ — сопротивление одного диода, определяется из вольт-
амперной характеристики (рис. 4.34).

Найдем сопротивление резистора R_6 :

$$R_6 = \frac{(U_{01 мин} - U_{к.э 11 нас} - U_{к.э 12 нас} - U_{дззп}) h_{21э 12 мин}}{I_{к 12 макс} b} \quad (4.84)$$

Транзистор T_2 выбираем так же, как и для схемы рис. 4.32а,
по максимальным значениям тока, напряжения и мощности.

Величина мощности $P_{к2}$ определяется из (4.93). Диод D_6 вы-
бирается так же, как и для схемы рис. 4.32а.

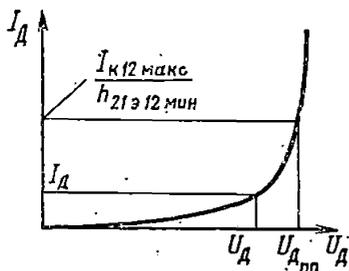


Рис. 4.34. Определение R по
вольт-амперной характеристике
диода ($R = U_{дпр} / I_{д}$)

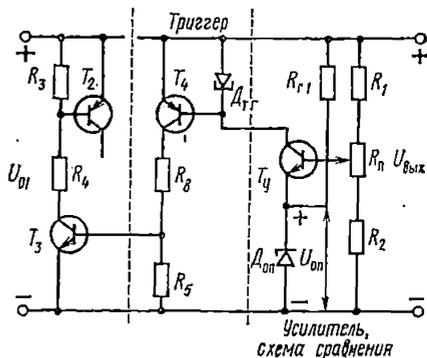


Рис. 4.35. Схема усилителя и триггера
импульсного стабилизатора на-
пряжения

Расчет схемы рис. 4.32в. Из (4.78) определяем напряжение запирающего источника $U_{\text{зап}} = U_{\text{зап.мин}}$. Величину сопротивления R_6 найдем из (4.84), считая $U_{\text{Дзап}} = 0$. Найдем величину сопротивления резистора $R_{\text{огр}}$:

$$R_{\text{огр}} \approx (U_{\text{зап}} - U_{\text{к.э 2 нас}}) / I_{\text{б.э 11}}$$

Транзистор T_2 выбираем по максимальным значениям тока $I_{\text{к2 макс}}$, напряжения $U_{\text{к.э 2 макс}}$ и мощности $P_{\text{к2}}$:

$$I_{\text{к 2 макс}} = I_{\text{б.э 11}};$$

$$U_{\text{к.э 2 макс}} = U_{\text{зап}} + U_{\text{к.э 11 нас}} + U_{\text{к.э 12 нас}};$$

$$P_{\text{к2}} = U_{\text{к.э 2 нас}} \frac{U_{01 \text{ макс}} + U_{\text{зап}}}{R_6} (1 - \gamma_{\text{мин}}) + U_{\text{к.э 2 макс}} I_{\text{к 2 макс}} t_{\text{рас 11}} f_0 \text{ макс.}$$

Расчет усилителя и триггера (рис. 4.35). 1. Учитывая, что ток коллектора транзистора T_2 не должен превышать величины $I_{\text{к2 макс}} = I_{\text{б.э 11}}$, определяем максимально возможную величину тока базы $T_2 - I_{\text{б2 макс}}$:

$$I_{\text{б 2 макс}} = I_{\text{к 2 нас}} / h_{21 \text{ э 2 макс}} \quad (4.85)$$

Определив величину $I_{\text{б2 макс}}$, необходимо убедиться, что транзистор T_2 находится в режиме насыщения в то время, когда закрыты транзисторы T_{11} , T_{12} . Для этого необходимо выполнение следующих неравенств:

$$\left. \begin{array}{l} \text{для схемы рис. 4.32а, б} \\ I_{\text{б 2 макс}} h_{21 \text{ э 2 мин}} > U_{01 \text{ макс}} / R_6; \\ \text{для схемы рис. 4.32в} \\ I_{\text{б 2 макс}} h_{21 \text{ э 2 мин}} > (U_{01 \text{ макс}} + U_{\text{зап}}) / (R_6 + R_{\text{огр}}). \end{array} \right\} \quad (4.86)$$

Определяем величину сопротивления резистора R_3 . Величина R_3 для некоторых типов транзисторов указывается в справочной литературе. Если величина R_3 в справочнике не указана, принимаем $R_3 = 0,5 \div 2$ кОм. Найдем величину сопротивления резистора R_4 :

$$R_4 = \frac{U_{01 \text{ макс}} - U_{\text{б.э 2}}}{I_{\text{б 2 макс}} + U_{\text{б.э 2}} / R_3} \quad (4.87)$$

Величину $U_{\text{б.э 2}}$ определяем по входной характеристике транзистора $T_2 - i_{\text{б}} = f(u_{\text{б.э}})$ при $U_{\text{к.э}} = 0$ и токе базы, равном $I_{\text{б2 макс}}$.

Определяем максимальные значения тока и напряжения коллектора транзистора T_3 :

$$\left. \begin{array}{l} I_{\text{к 3 макс}} \approx U_{01 \text{ макс}} / R_4; \\ U_{\text{к.э 3 макс}} \approx U_{01 \text{ макс}}. \end{array} \right\} \quad (4.88)$$

Мощность, рассеиваемая транзистором T_3 , в основном определяется мощностью, рассеиваемой в области насыщения

$$P_{\text{к3}} \approx (U_{01 \text{ макс}} / R_4) (1 - \gamma_{\text{мин}}) U_{\text{к.э 3 нас}}, \quad (4.89)$$

где $\gamma_{\text{мин}}$ определяется из (4.56).

По величинам $I_{к3\text{макс}}$, $U_{к.э3\text{макс}}$, $P_{к3}$ выбираем тип транзистора T_3 . Из (4.29) определяем предельную мощность $P_{к3\text{макс}}$ и проверяем выполнение неравенства $P_{к2} < P_{к3\text{макс}}$. Выбрав транзистор и определив по справочнику его параметры, определяем минимальный ток базы транзистора T_3 , необходимый для его насыщения:

$$I_{б3\text{мин}} \geq I_{к3\text{макс}}/h_{21\text{э}3\text{мин}} \quad (4.90)$$

Величина сопротивления резистора R_5 определяется аналогично R_3 . В рассматриваемых схемах стабилизаторов вместо обыч-

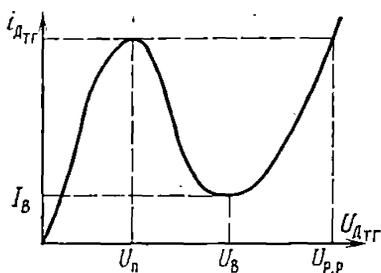


Рис. 4.36. Вольт-амперная характеристика туннельного диода

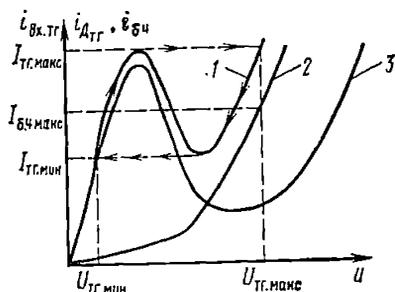


Рис. 4.37. Построение входной характеристики триггера:

1 — входная характеристика триггера; 2 — входная характеристика T_3 ; 3 — характеристика туннельного диода

ного триггера на транзисторах применена комбинированная схема триггера на туннельном диоде $D_{ТТ}$ в сочетании с транзистором T_4 . В отличие от обычной схемы на транзисторах, эта схема имеет меньшее число элементов и более стабильно работает при повышенных температурах. Для повышения быстродействия триггера в схеме желательно использовать маломощные высокочастотные транзисторы в сочетании с импульсными туннельными диодами.

На рис. 4.36 изображена характеристика туннельного диода. Туннельный диод характеризуется следующими основными параметрами: $I_{п}$ — пиковый ток (величина тока, соответствующая максимуму вольт-амперной характеристики); $I_{в}$ — ток впадины (величина тока, соответствующая минимуму вольт-амперной характеристики); $U_{п}$ — напряжение пика (при пиковом токе); $U_{в}$ — напряжение впадины (напряжение на диоде, соответствующее току впадины); $U_{р.р}$ — напряжение раствора, определяется при токе $I_{п}$ до второй восходящей ветви характеристики. Указанные параметры для некоторых типов туннельных диодов приведены в табл. 4.7.

Включение туннельного диода параллельно переходу база — эмиттер позволяет получить на входной характеристике триггера участок с отрицательным сопротивлением.

Таблица 4.7

Параметры туннельных диодов

Тип диода	I_{Π} , мА	$I_{\Pi}/I_{\text{в}}$	U_{Π} , В	$U_{\text{р.р.}}$, В	Тип диода	I_{Π} , мА	$I_{\Pi}/I_{\text{в}}$	U_{Π} , В	$U_{\text{р.р.}}$, В
АЗИ301А	$2 \pm 0,4$	8	0,18	0,65	ГИ304А	4,8	5	0,075	0,44
АЗИ301Б	$5 \pm 0,5$	8	0,18	0,85	ГИ304Б	5,2	5	0,075	0,44
АЗИ301В	$5 \pm 0,5$	8	0,18	1,0	ГИ305А	9,4	5	0,085	0,45
АЗИ301Г	$10 \pm 1,0$	8	0,18	0,8	ГИ305Б	10,4	5	0,085	0,45

Построение входной характеристики триггера осуществляется сложением входной характеристики транзистора T_4 при напряжении на его коллекторе, равном нулю, и характеристики туннельного диода. Сложение осуществляется по оси токов (рис. 4.37). Триггер управляется током. При увеличении тока управления триггера до величины тока срабатывания $I_{\text{тг.макс}}$ напряжение на его входе скачком увеличивается до максимального значения $U_{\text{тг.макс}}$. На эту же величину скачком увеличивается напряжение на переходе база — эмиттер транзистора T_4 , при этом ток базы транзистора увеличивается до значения $I_{\text{б4макс}}$, и транзистор открывается. При уменьшении тока управления до величины тока отпускания $I_{\text{тг.мин}}$ напряжения на входе триггера и соответственно на переходе база — эмиттер транзистора T_4 резко уменьшаются, что приводит к резкому уменьшению токов базы и коллектора T_4 .

Как видно из выходной характеристики триггера, величина тока срабатывания $I_{\text{тг.макс}}$ не равна току отпускания $I_{\text{тг.мин}}$. Для уменьшения разности между токами $I_{\text{тг.макс}}$ и $I_{\text{тг.мин}}$ параллельно туннельному диоду включается резистор.

В схеме триггера обычно применяются импульсные туннельные диоды с наименьшей величиной напряжения пика U_{Π} и с пиковым током, равным 2—5 мА.

Порядок расчета триггера. Определяем минимальную величину тока коллектора T_4 , необходимую для насыщения транзистора T_3 :

$$I_{\text{к4 мин. мин}} \geq \left(I_{\text{б3 мин}} + \frac{U_{\text{б.э3}}}{R_5} \right), \quad (4.91)$$

где $U_{\text{б.э3}}$ определяется из входной характеристики T_3 при напряжении коллектора, равном нулю, и при токе базы, равном $I_{\text{б3 мин}}$.

Ориентировочно из [10] выбираем транзистор по величине $I_{\text{к4 мин. мин}}$ и $U_{\text{к.э4 макс}}$. Выбираем тип туннельного диода (табл. 4.7). Строим входную характеристику триггера (см. рис. 4.37). По входной характеристике определяем ток базы транзистора T_4 — $I_{\text{б4 макс}}$, токи $I_{\text{тг.макс}}$, $I_{\text{тг.мин}}$, напряжения $U_{\text{тг.макс}}$, $U_{\text{тг.мин}}$.

Для насыщения транзистора T_4 величина его тока коллектора $I_{к4\text{макс}}$ должна быть меньше величины $I_{б4\text{макс}}/h_{21\text{э4мин}}$. Величиной $I_{к4\text{макс}}$ задаемся из условия

$$I_{к4\text{мин. мин}} < I_{к4\text{макс}} < I_{б4\text{макс}} h_{21\text{э4 мин}}$$

Необходимо при этом учесть, что $I_{к4\text{макс}}$ должен быть намного больше максимальной величины обратного тока коллектора $I_{к.б.04\text{макс}}$ и меньше предельно допустимого тока для выбранного типа транзистора. Определяем величину сопротивления резистора: $R_8 \approx U_{\text{вых.макс}}/I_{к4\text{макс}}$. Определив величину R_8 , необходимо убедиться, что ток коллектора транзистора $T_4 - I_{к4\text{мин}}$ при минимальном выходном напряжении стабилизатора больше $I_{к4\text{мин. мин}}$; т. е.

$$I_{к4\text{ мин}} = U_{\text{вых. мин}}/R_8 > I_{к4\text{ мин. мин}} \quad (4.92)$$

Мощность, рассеиваемая транзистором T_4 ,

$$P_{к4} \approx I_{к4\text{ макс}} U_{к. \text{э4 макс}} (1 - \gamma_{\text{мин}}).$$

Величина $P_{к4}$ должна быть меньше предельной мощности транзистора T_4 .

Расчет усилителя и схемы сравнения (рис. 4.35).
1. Из (4.55) определяем величину опорного напряжения $U_{\text{оп}}$.

Из справочника или приложения П4.2 выбираем стабилитрон с ближайшим меньшим напряжением стабилизации и выписываем его основные параметры: $U_{\text{ст. мин}}$, В, $U_{\text{ст. макс}}$, В — минимальное и максимальное напряжения стабилизации; $r_{\text{ст}}$, Ом — дифференциальное сопротивление; $I_{\text{мин}}$, мА, $I_{\text{макс}}$, мА — минимальный и максимальный токи стабилитрона; $\alpha_{\text{ст}}$, %/°C — максимальный температурный коэффициент.

2. Максимальный ток коллектора транзистора $T_y - I_{к.у. макс}$ равен $I_{т. макс}$. Максимальное напряжение на переходе коллектор — эмиттер транзистора T_y : $U_{к. \text{э. у. макс}} = U_{\text{вых. макс}} - U_{\text{ст. оп. мин}}$. Максимальная мощность, рассеиваемая транзистором, $P_{к.у} = U_{к. \text{э. у. макс}} I_{к.у. макс}$.

По току $I_{к.у. макс}$, напряжению $U_{к. \text{э. у. макс}}$ и мощности $P_{к.у}$ выбираем тип транзистора T_y .

3. Из (4.41), (4.42) определяем величину сопротивления резистора $R_{г1}$ и максимальный ток через стабилитрон $I_{\text{ст. оп. макс}}$. Величина $I_{\text{ст. оп. макс}}$ не должна превышать предельно допустимого значения тока $I_{\text{макс}}$, указанного в паспортных данных на выбранный стабилитрон.

4. Расчет сравнивающего делителя аналогичен расчету делителя в транзисторных линейных стабилизаторах. Задаемся током делителя. Принимаем $I_{\text{дел}} = 5 \div 10$ мА. Из выражения (4.42) найдем значения минимального и максимального коэффициентов передачи делителя $\alpha_{\text{мин}}$, $\alpha_{\text{макс}}$. Из (4.44) определяем величину суммарного сопротивления делителя $R_{\text{дел}} = R_1 + R_{п1} + R_2$. Используя (4.45) и (4.47), определим величины R_2 , R_1 , $R_{п1}$.

5. Максимальный ток коллектора $T_y - I_{к.у.макс}$ равен $I_{тг.макс}$. Минимальный ток коллектора $T_y - I_{к.у.мин}$ равен $I_{тг.мин}$. Зная максимальное и минимальное значения тока коллектора T_y , определим токи базы $I_{б.у.макс}$ и $I_{б.у.мин}$:

$$I_{б.у.макс} = I_{к.у.макс} / h_{21 э. у. мин}; \quad I_{б.у.мин} = I_{к.у.мин} / h_{21 э. у. макс}, \quad (4.93)$$

где $h_{21 э. у}$ — коэффициент передачи тока транзистора T_y в схеме с общим эмиттером.

Определим изменение тока базы транзистора T_y :

$$\Delta I_{б.у} = I_{б.у.макс} - I_{б.у.мин}. \quad (4.94)$$

Зная $\Delta I_{б.у}$, найдем величину изменения напряжения на базе транзистора $T_y - \Delta U_{б.у} = 2\Delta U'_{тг}$:

$$\Delta U_{б.у} = 2\Delta U'_{тг} = \Delta I_{б.у} (h_{11э.у} + r_{ст.оп} h_{21э.у}), \quad (4.95)$$

где $\Delta U'_{тг}$ — порог срабатывания триггера, приведенный к входу усилителя T_y ; $h_{11э.у}$ — входное сопротивление транзистора T_y в схеме с общим эмиттером (определяется из входной характеристики T_y при $U_{к.э} \neq 0$); $r_{ст.оп}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона.

6. Температурный коэффициент стабилизатора зависит в основном от температурных коэффициентов стабилитрона и на переходе база — эмиттер транзистора T_y . Для компенсации температурного дрейфа рассмотренных схем при положительном ТКН стабилитрона в верхнее плечо делителя включают стабилитроны или диоды в прямом направлении. Термокомпенсация рассчитывается так же, как и для схемы рис. 4.15а (§ 4.4).

Определение амплитуды управляющих импульсов и расчет ускоряющей цепочки релейного стабилизатора. 1. В стабилизаторах, работающих в режиме широтно-импульсной модуляции, необходимо определить минимальную величину амплитуды управляющего сигнала $U_{упр.т}$.

При пилообразном воздействии амплитуда зависит от приведенного порога триггера $\Delta U'_{тг}$ и от длительности импульса и паузы регулирующего транзистора.

Величина $U_{упр.т}$ определяется из выражений:

$$U_{упр.т} \geq \frac{\Delta U'_{тг}}{2\gamma_{мин}}, \quad U_{упр.т} \geq \frac{\Delta U'_{тг}}{2(1 - \gamma_{макс})},$$

$\gamma_{мин}$, $\gamma_{макс}$ определяется из (4.56). Из полученных значений $U_{упр.т}$ возьмем наибольшее.

2. В стабилизаторах релейного типа для увеличения частоты автоколебаний используется ускоряющая $R_9 C_1$ -цепочка. Если постоянная времени фильтра стабилизатора больше постоянной времени цепи $R_9 C_1$, то частота стабилизатора в основном будет определяться величинами емкости конденсатора C_1 и сопротивления резистора R_9 .

Определив из (4.57) величины t и $2\Delta U'_{тг}$, из (4.95) найдем произведение $R_9 C_1$:

$$R_9 C_1 = m / (2 \Delta U'_{\text{тг}}). \quad (4.96)$$

Величина сопротивления резистора R_9 должна выбираться таким образом, чтобы выполнялись неравенства

$$\left. \begin{aligned} R_9 &\leq \frac{2(U_{01 \text{ мин}} - U_{\text{вых. макс}})(h_{11э.у} + h_{21э.у} r_{\text{ст.оп}})}{2 \Delta U'_{\text{тг}}} \\ R_9 &\leq \frac{2 U_{\text{вых. мин}}(h_{11э.у} + h_{21э.у} r_{\text{ст.оп}})}{2 \Delta U_{\text{тг}}} \end{aligned} \right\} \quad (4.97)$$

Расчет основных параметров схем стабилизаторов. 1. Для определения коэффициента стабилизации схемы рис. 4.26, работающей в режиме широтно-импульсной модуляции, найдем величины отклонения выходного напряжения от номинального значения при максимальном и минимальном значениях входного напряжения $\Delta U_{\text{вых}1}$, $\Delta U_{\text{вых}2}$:

$$\Delta U_{\text{вых}1} = U_{\text{упр}m} (1 - 2 \gamma_{\text{мин}}) / \alpha; \quad \Delta U_{\text{вых}2} = U_{\text{упр}m} (1 - 2 \gamma_{\text{макс}}) / \alpha,$$

где $U_{\text{упр}m}$ — амплитуда управляющего сигнала; α — коэффициент передачи делителя:

$$\alpha = U_{\text{ст.оп}} / U_{\text{вых}}; \quad U_{\text{ст.оп}} = (U_{\text{ст.оп.мин}} + U_{\text{ст.оп.макс}}) / 2.$$

Определяем абсолютную величину изменения выходного напряжения:

$$|\Delta U_{\text{вых}}| = |\Delta U_{\text{вых}1} - \Delta U_{\text{вых}2}|.$$

Коэффициент стабилизации находим из выражения

$$K_{\text{ст}} \approx \frac{(U_{01 \text{ макс}} - U_{01 \text{ мин}}) U_{\text{вых}}}{|\Delta U_{\text{вых}}| U_{01}}.$$

Внутреннее сопротивление стабилизатора

$$r_i = \frac{2(R_{L1} + R_{11 \text{ нас}} + R_7) U_{\text{упр}m}}{U_{01} \alpha},$$

где R_{L1} — активное сопротивление обмотки дросселя; $R_{11 \text{ нас}}$ — сопротивление транзистора T_{11} в режиме насыщения.

2. Для рис. 4.25 коэффициент стабилизации и внутреннее сопротивление определяются из выражений:

$$\left. \begin{aligned} K_{\text{ст}} &= \Delta U_{01} U_{\text{вых}} / U_{01} \Delta U_{\text{вых}} = U_{01} / 2 \Delta U'_{\text{тг}}; \\ r_i &= \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{н}}} = \frac{2 \Delta U_{\text{тг}} (R_{L1} + R_{11 \text{ нас}} + R_7) U_{\text{вых}}}{U_{01}^2} \end{aligned} \right\} \quad (4.98)$$

3. Коэффициент полезного действия стабилизатора определяется из (4.76).

Пример расчета стабилизатора (см. рис. 4.25). Исходные данные: сеть — аккумуляторная батарея; $U_1 = U_{01} = 24$ В; $a_{\text{макс}} = a_{\text{мин}} = 0,1$; $U_{\text{вых}} = 12,6$ В; $U_{\text{вых. макс}} = 13$ В; $U_{\text{вых. мин}} = 12$ В; $I_{\text{н. макс}} = 1$ А; $I_{\text{н. мин}} = 0,5$ А;

$K_{ст} \geq 100$; $r_i \leq 0,1$ Ом; $U_{вых.м1} \leq 0,05$ В; $\theta_{окр.макс} = +40^\circ$ С; $\theta_{окр.мин} = 0^\circ$ С; $\gamma = 8$ мВ/°С; $\eta \geq 0,8$.

Расчет силовой части стабилизатора. 1. Из (4.55) определяем $U_{01 мин}$, $U_{01 макс}$:

$$U_{01 мин} = U_{01} (1 - a_{мин}) = 24 (1 - 0,1) = 21,6 \text{ В};$$

$$U_{01 макс} = U_{01} (1 + a_{макс}) = 24 (1 + 0,1) = 26,4 \text{ В}.$$

Принимаем $\Delta U_{L_1} = 0,02 U_{вых} = 0,02 \cdot 12,6 = 0,25$ В.

В схеме стабилизатора в качестве регулирующих будем использовать германиевые транзисторы. Принимаем $U_{к.э1нас} = \Delta U_{R_7} = 0,7$ В. Проверяем выполнение неравенства (4.55):

$$U_{01 мин} > U_{вых.макс} + \Delta U_{L_1} + U_{к.э1нас} + U_{R_7},$$

$$21,6 > 13 + 0,25 + 0,7 + 0,7 = 14,65 \text{ В}.$$

2. Задаемся минимальной частотой переключения $f_{0 мин}$. Принимаем $f_{0 мин} = 10$ кГц.

Из (4.56) определяем $\gamma_{макс}$, $\gamma_{мин}$:

$$\gamma_{макс} = U_{вых.макс} / U_{01 мин} = 13 / 21,6 = 0,6;$$

$$\gamma_{мин} = U_{вых.мин} / U_{01 макс} = 12 / 26,4 = 0,45.$$

Из (4.57) определяем величину m

$$m = \frac{U_{вых.макс} (U_{01 мин} - U_{вых.макс})}{f_{0 мин} U_{01 мин}} = \frac{13 (21,6 - 13)}{10^4 \cdot 21,6} = 5,2 \cdot 10^{-4} \text{ В} \cdot \text{с}.$$

Из (4.58) найдем

$$f_{0 макс} = \frac{U_{вых.мин} (U_{01 макс} - U_{вых.мин})}{m U_{01 макс}} = \frac{12 (26,4 - 12)}{5,2 \cdot 10^{-4} \cdot 26,4} = 12,6 \text{ кГц}.$$

Принимаем $f_{0 макс} = 13$ кГц.

3. Определяем величину индуктивности дросселя L_1 и величину емкости C_{Π} . Задаемся величиной $\Delta I = 0,1 I_{н.макс} = 0,1 \cdot 1 = 0,1$ А. Из (4.64) находим $L_1 = m / \Delta I = 5,2 \cdot 10^{-4} / 0,1 = 5,2 \cdot 10^{-3}$ Г.

Из приложения ПЗ.1 выбираем стандартный дроссель типа Д68, ток намагничивания 1 А, $R_{L_1} = 0,27$ Ом, $L_1 = 0,008$.

Определяем величину C_{Π} (4.65):

$$C_{\Pi} = \Delta I / 16 f_{0 мин} U_{вых.т} = 0,1 / 16 \cdot 10^4 \cdot 0,05 = 12,5 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 12,5 \text{ мкФ}.$$

Выбираем конденсатор типа К53-1-30В-15 мкФ.

Задаемся амплитудой выброса выходного напряжения $\Delta U_{выбр}$ при сбросе нагрузки от $I_{н.макс}$ до $I_{н.мин}$:

$$\Delta U_{выбр} = 0,2 U_{вых.макс} = 0,2 \cdot 13 = 2,6 \text{ В}.$$

Из (4.63) определяем действительную величину $\Delta U_{выбр}$:

$$\Delta U_{выбр} = 0,5 \frac{(I_{н.макс} - I_{н.мин})^2 L_1}{C_{\Pi} U_{вых.мин}} = \frac{0,5 (1 - 0,5)^2 \cdot 0,008}{15 \cdot 10^{-6} \cdot 12} = 5,5 \text{ В}.$$

Величина выброса $\Delta U_{выбр}$ превышает заданное значение.

Для уменьшения амплитуды выброса необходимо увеличить C_{Π} . Новое значение C_{Π} определим из (4.63), считая, что $\Delta U_{выбр} = 2,6$ В:

$$C_{\Pi} = \frac{0,5 (I_{н.макс} - I_{н.мин})^2 L_1}{\Delta U_{выбр} U_{вых.мин}} = \frac{0,5 (1 - 0,5)^2 \cdot 0,008}{2,6 \cdot 12} = 32 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 32 \text{ мкФ}.$$

Выбираем конденсатор К53-1-30В-33 мкФ.

4. Из (4.66) определяем $U_{к.э.11 \max} = U_{01 \max} + U_{пр Д_5} = 26,4 + 1 = 27,4$ В.

Принимаем $U_{пр Д_5} = 1$ В. Определяем величину $I_{к11 \max}$ из (4.67):

$$I_{к11 \max} = I_{н. \max} + \Delta I / 2 = 1 + 0,1 / 2 = 1,05 \text{ А.}$$

Выбираем транзистор типа ГТ905Б. Параметры транзистора: $I_{к. \max} = 3$ А; $U_{к.э. \max} = 60$ В; $h_{21 \varepsilon. \min} = 35$; $I_{к.б.о} = 2$ мА; $f_{h21 \varepsilon} = 30$ МГц.

Определяем $I_{б.о11}$:

$$I_{б.о11} = (I_{к11 \max} / h_{21 \varepsilon. \min}) b = \frac{1,05}{35} 1,5 = 0,045 \text{ А} = 45 \text{ мА.}$$

Задаем величиной запирающего тока базы $I_{б.з11}$. Принимаем $I_{б.з11} = I_{б.о11} = 45$ мА. Наибольшее обратное напряжение диода D_5 равно $U_{обр Д_5 \max} = U_{01 \max} = 26,4$ В. Максимальный ток диода $I_{пр Д_5 \max} = I_{к11 \max} = 1,05$ А. Максимальный средний ток диода $I_{пр Д_5 ср} = I_{н. \max} (1 - \gamma_{мин}) = 1,05 (1 - 0,45) = 0,58$ А. Выбираем диоды D_5 типа 2Д204Б и включаем их параллельно.

Определяем время включения, выключения и рассасывания транзистора T_{11} (4.68):

$$t_{вкл} = \frac{h_{21 \varepsilon 11}}{2 \pi f h_{21 \varepsilon 11}} \ln \frac{I_{б.о11} h_{21 \varepsilon 11}}{I_{б.о11} h_{21 \varepsilon 11} - I_{к11 \min}} =$$

$$= \frac{35}{2,3,14 \cdot 30 \cdot 10^8} \ln \frac{0,045 \cdot 35}{0,045 \cdot 35 - 0,95} = 0,18 \cdot 10^{-6} \text{ с} = 0,18 \text{ мкс.}$$

$$I_{к11 \min} = I_{н. \max} - \Delta I / 2 = 1 - 0,1 / 2 = 0,95 \text{ А.}$$

$$t_{рас} = \frac{h_{21 \varepsilon 11}}{2 \pi f h_{21 \varepsilon 11}} \ln \frac{(I_{б.о11} + I_{б.з11}) h_{21 \varepsilon 11}}{I_{к11 \max} + I_{б.з11} h_{21 \varepsilon 11}} =$$

$$= \frac{35}{2,3,14 \cdot 30 \cdot 10^8} \ln \frac{(0,045 + 0,045) 35}{1,05 + 0,045 \cdot 35} = 0,033 \cdot 10^{-6} \text{ с} = 0,033 \text{ мкс.}$$

$$t_{выкл} \approx \frac{h_{21 \varepsilon 11}}{2 \pi f h_{21 \varepsilon 11}} \ln \frac{(I_{к11 \max} / h_{21 \varepsilon 11}) + I_{б.з11}}{I_{б.з11}} =$$

$$= \frac{35}{2,3,14 \cdot 30 \cdot 10^8} \ln \frac{(1,05 / 35) + 0,045}{0,045} = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ с} = 0,1 \text{ мкс.}$$

Из (4.69) определяем время восстановления диода

$$t_{вос} \approx 2 \tau_D = 2 \cdot 10^{-6} \text{ с} = 2 \text{ мкс.}$$

Определяем мощность, рассеиваемую на транзисторе T_{11} :

$$P'_{пер11} = \frac{U_{к.э11 \max} I_{к11 \max}}{T_0} \left(\frac{t_{вкл}}{2} + t_{вос} + \right.$$

$$\left. + \frac{(t_{вос})^2}{2t_{вкл}} + b t_{вос} + b t_{вкл}^2 + b t_{вкл} \right) =$$

$$= \frac{26,4 \cdot 1,05}{0,77 \cdot 10^{-4}} \left(\frac{0,18 \cdot 10^{-6}}{2} + 2 \cdot 10^{-6} + \frac{(2 \cdot 10^{-6})^2}{2 \cdot 0,18 \cdot 10^{-6}} + \right.$$

$$\left. + 1,5 \cdot 2 \cdot 10^{-6} + 1,5 (0,18 \cdot 10^{-6})^2 + 1,5 \cdot 0,18 \cdot 10^{-6} \right) = 0,35 \text{ Вт.}$$

$$P''_{\text{пер 11}} = \frac{1}{T_0} \left(U_{\text{к.э 11 макс}} I_{\text{к 11 макс}} t_{\text{рас}} + \frac{U_{\text{к.э 11 макс}} I_{\text{к 11 макс}} t_{\text{выкл}}}{2} \right) =$$

$$= \frac{1}{0,77 \cdot 10^{-4}} \left(26,4 \cdot 1,05 \cdot 0,033 \cdot 10^{-6} + \frac{26,4 \cdot 1,05 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}}{2} \right) = 0,03 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{нас 11}} = U_{\text{к.э 11 нас}} I_{\text{н.макс}} \gamma_{\text{макс}} = 0,5 \cdot 1 \cdot 0,6 = 0,3 \text{ Вт}.$$

Принимаем $U_{\text{к.э 11 нас}} \approx 0,5 \text{ В}$:

$$P_{\text{отс 11}} = U_{\text{к.э 11 макс}} I_{\text{к.б.о. 11}} (1 - \gamma_{\text{мин}}) = 26,4 \cdot 2 \cdot 10^{-3} (1 - 0,45) = 0,029 \text{ Вт}.$$

$$P_{\text{к11}} = P'_{\text{пер 11}} + P''_{\text{пер 11}} + P_{\text{нас 11}} + P_{\text{отс 11}} =$$

$$= 0,35 + 0,03 + 0,3 + 0,019 = 0,71 \text{ Вт}.$$

Определяем величину максимальной мощности, которую может рассеять транзистор T_{11} без радиатора (4.29):

$$P_{\text{к 11 макс}} = (\theta_{\text{пер.макс}} - \theta_{\text{окр.макс}}) / R_{\text{T}} = (85 - 40) / 50 = 0,9 \text{ Вт}.$$

Так как $P_{\text{к1}} < P_{\text{к11 макс}}$, транзистор T_{11} устанавливаем без радиатора.

5. Определяем $U_{\text{к.э 12 макс}}$, $I_{\text{к 12 макс}}$, $P_{\text{к2}}$:

$$U_{\text{к.э 12 макс}} = U_{\text{к.э 11 макс}} = 27,4 \text{ В};$$

$$I_{\text{к 12 макс}} = I_{\text{б.о 11}} = 0,045 \text{ А};$$

$$P_{\text{к 12}} \approx P_{\text{к 11}} I_{\text{к 12 макс}} / I_{\text{н.макс}} = 1,01 \cdot 0,045 / 1 = 0,046 \text{ Вт}.$$

Выбираем транзистор T_{12} типа ГТ905Б. Параметры транзистора указаны выше. Так как $P_{\text{к12 макс}} = 0,9 \text{ Вт} > P_{\text{к12}}$, транзистор T_{12} устанавливается без радиатора.

Определяем величину $I_{\text{б.о 12}}$:

$$I_{\text{б.о 12}} = (I_{\text{к 12 макс}} / h_{21 \text{ э 12 мин}}) b = (0,045 / 35) 1,5 \approx 0,0021 \text{ А} = 21 \text{ мА}.$$

Определяем величину сопротивления резистора R_7 :

$$R_7 = U_{\text{к.э 12 нас}} / I_{\text{к 11 макс}} = 0,5 / 1,05 = 0,5 \text{ Ом}.$$

Выбираем резисторы типа ПТМК-0,5 Вт-1 Ом и включаем их параллельно:

$$P_{R_7} = I_{\text{к 11 макс}}^2 R_7 \gamma_{\text{макс}} = (1,05)^2 \cdot 0,5 \cdot 0,6 \approx 0,3 \text{ Вт}.$$

6. Определяем P_{D_5} и P_{L_1} (4.75):

$$P_{D_5} = U_{\text{пр } D_5 \text{ макс}} I_{\text{н.макс}} (1 - \gamma_{\text{мин}}) = 1,4 \cdot 1,05 (1 - 0,45) = 0,81 \text{ Вт};$$

$$P_{L_1} = I_{\text{н.макс}}^2 R_{L_1} = 1,05 \cdot 0,7 = 0,74 \text{ Вт}.$$

7. Из (4.76) определяем КПД

$$\eta = \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{н.макс}}}{U_{\text{вых}} I_{\text{н.макс}} + P_{\text{к 11}} + P_{D_5} + P_{L_1} + P_{\text{к12}} + P_{R_7}} =$$

$$= \frac{12,6 \cdot 1}{12,6 \cdot 1 + 0,71 + 0,81 + 0,74 + 0,046 + 0,3} = 0,83.$$

8. Выбираем схему запирания рис. 4.32а.

Из (4.77) определяем суммарное сопротивление делителя

$$R_{\text{зап в}} = R_{\text{зап}} + R_6 = \frac{(U_{\text{б 1 мин}} - U_{\text{к.э 11 нас}} - U_{\text{к.э 12 нас}}) h_{21 \text{ э 12 мин}}}{I_{\text{к 12 макс}} b} =$$

$$= \frac{(21,6 - 0,5 - 0,5) \cdot 35}{0,045 \cdot 1,5} = 10,7 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 10 \text{ кОм.}$$

Из (4.78) определяем $U_{\text{зап.мин}}$:

$$U_{\text{зап.мин}} > U_{\text{зап.11}} + U_{\text{зап.12}} + U_{\text{к.э.12нас}} = 0,6 + 0,6 + 0,5 = 1,7 \text{ В.}$$

Принимаем $U_{\text{зап.11}} = U_{\text{зап.12}} = 0,6 \text{ В}$; $U_{\text{к.э.12нас}} = 0,5 \text{ В}$.

Определяем $U_{\text{зап.ср}} = U_{\text{зап.мин}} + \Delta U_{\text{зап.2}} = 1,7 + 1/2 = 2,2 \text{ В}$.

Принимаем $\Delta U_{\text{зап}} = 1 \text{ В}$.

Из (4.79) находим сопротивление резистора $R_{\text{зап}}$:

$$R_{\text{зап}} \geq U_{\text{зап.ср}} R_{\text{зап.6}} / U_{\text{вых.мин}} = 2,2 \cdot 10 \cdot 10^3 / 12 = 1,84 \cdot 10^3 \approx 1,8 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R_{\text{зап}} = 1,8 \text{ кОм}$. Определяем мощность, рассеиваемую на резисторе $P_{R_{\text{зап}}}$:

$$P_{R_{\text{зап}}} = (U_{01 \text{ макс}} / R_{\text{зап.6}})^2 R_{\text{зап}} = (26,4 / 10 \cdot 10^3)^2 \cdot 1,8 \cdot 10^3 = \\ = 12,2 \cdot 10^{-3} \text{ Вт} = 12,2 \text{ мВт.}$$

Выбираем резистор типа ОМЛТ-0,125-1,8 кОм. Из (4.80) найдем R_6 :

$$R_6 \leq R_{\text{зап.6}} - R_{\text{зап}} = 10 \cdot 10^3 - 1,8 \cdot 10^3 = 8,2 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Принимаем $R_6 = 1,8 \text{ кОм}$. Определяем мощность резистора R_6 :

$$P_{R_6} = U_{01 \text{ макс}}^2 / R_6 = 26,4^2 / 1,8 \cdot 10^3 = 0,085 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор типа ОМЛТ-0,5-8,2 кОм. Из (4.81) определяем величину емкости $C_{\text{зап}}$:

$$C_{\text{зап}} \geq \frac{m}{\Delta U_{\text{зап}} (R_6 + U_{\text{вых.мин}} R_{\text{зап}} / U_{01 \text{ макс}})} = \\ = \frac{1}{1 (8,2 \cdot 10^3 + 12 \cdot 1,8 \cdot 10^3 / 26,4)} \approx 0,058 \text{ мкФ.}$$

Принимаем $C_{\text{зап}} = 0,1 \text{ мкФ}$. Выбираем конденсатор типа МБМ-160В-0,1 мкФ.

Транзистор T_2 выбираем исходя из величин $I_{\text{к2 макс}}$, $U_{\text{к.э2 макс}}$, $P_{\text{к2}}$. Ток $I_{\text{к2 макс}} = 0,045 \text{ А}$.

Величину $U_{\text{к.э2 макс}}$ определяем из (4.82):

$$U_{\text{к.э2 макс}} \approx \frac{U_{01 \text{ макс}} R_{\text{зап}}}{R_6 + R_{\text{зап}}} + U_{\text{б.э11 нас}} + U_{\text{б.э12 нас}} = \\ = \frac{26,4 \cdot 1,8 \cdot 10^3}{8,2 \cdot 10^3 + 1,8 \cdot 10^3} + 0,5 + 0,5 \approx 5,8 \text{ В;}$$

$$U_{\text{б.э11 нас}} = U_{\text{к.э11 нас}} = 0,5 \text{ В, } U_{\text{б.э12 нас}} = U_{\text{к.э12 нас}} = 0,5 \text{ В.}$$

Из (4.83) определяем $P_{\text{к2}}$:

$$P_{\text{к2}} = U_{\text{к.э2 нас}} \frac{U_{01 \text{ макс}}}{R_6} (1 - \gamma_{\text{мин}}) + U_{\text{к.э2 макс}} t_{\text{рас11}} f_{0 \text{ макс}} = \\ = 0,5 \frac{26,4}{8,2 \cdot 10^3} (1 - 0,45) + 5,8 \cdot 0,033 \cdot 10^{-6} \cdot 13 \cdot 10^3 = 3 \cdot 10^{-3} \text{ Вт;}$$

$$U_{\text{к.э2 нас}} = 0,5 \text{ В.}$$

Выбираем транзистор T_2 типа ГТ308А. Основные параметры ГТ308А: $I_{\text{к макс}} = 50 \text{ мА}$; $U_{\text{к.э макс}} = 20 \text{ В}$; $h_{21 \text{э.мин}} = 20$; $h_{21 \text{э. макс}} = 75$; $R_T = 250^\circ \text{C/Вт}$.

Из (4.29) определяем $P_{\text{к2 макс}}$:

$$P_{\text{к2 макс}} = (\theta_{\text{пер. макс}} - \theta_{\text{окр. макс}}) / R_T = (85 - 40) / 250 = 0,18 \text{ Вт;}$$

$P_{\text{к2 макс}} > P_{\text{к2}}$, следовательно, T_2 выбран правильно.

Выбираем диод D_6 типа Д310. Максимальный ток диода Д310 равен 500 мА, что превышает $I_{б.э11} = 0,045$ А.

Расчет усилителя и триггера. 1. Из (4.86) определяем $I_{б2макс}$:

$$I_{б2макс} = I_{к2макс} / h_{21э,2макс} = 0,045 / 75 = 0,0006 \text{ А} = 0,6 \text{ мА}.$$

Проверяем выполнение неравенства (4.86):

$$I_{б2макс} h_{21э2мин} > U_{о1макс} / R_6,$$

$$0,6 \cdot 10^{-3} \cdot 20 = 12 \cdot 10^{-3} > 26,4 / 8,2 \cdot 10^3 = 3,25 \cdot 10^{-3}.$$

Неравенство выполняется, а следовательно, T_2 будет насыщен во время паузы транзисторов T_{11} , T_{12} . Принимаем $R_3 = 1$ кОм.

Определяем мощность резистора R_3 :

$$P_{R_3} = U_{б.э2нас}^2 / R_3 = 1,5^2 / 1 \cdot 10^3 = 2,25 \cdot 10^{-3} \text{ Вт};$$

$U_{б.э2нас} = U_{к.э2нас} = 1,5$ В (из справочника).

Выбираем резистор типа ОМЛТ-0,125-1 кОм.

Находим величину сопротивления резистора R_4 (4.87):

$$R_4 = \frac{U_{о1макс} - U_{б.э2нас}}{I_{б2макс} + U_{б.э2нас} / R_3} = \frac{26,4 - 1,5}{0,6 \cdot 10^{-3} + 1,5 / 1 \cdot 10^3} = 11,8 \cdot 10^3.$$

Принимаем $R_4 = 11$ кОм.

Определяем мощность P_{R_4} :

$$P_{R_4} = U_{о1макс}^2 / R_4 = 26,4^2 / 11 \cdot 10^3 = 6,7 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}.$$

Выбираем резистор типа ОМЛТ-0,125-11 кОм.

Из (4.88) определяем $I_{к3макс}$, $U_{к.э3макс}$:

$$I_{к3макс} = U_{о1макс} / R_4 = 26,4 / 11 \cdot 10^3 = 2,4 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 2,4 \text{ мА};$$

$$U_{к.э3макс} = U_{о1макс} = 26,4 \text{ В}.$$

Из (4.89) определяем $P_{к3}$:

$$P_{к3} = \frac{U_{о1макс}}{R_4} (1 - \gamma_{мин}) U_{к.э3нас} = \frac{26,4}{11 \cdot 10^3} (1 - 0,45) \cdot 1,5 = 2 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}.$$

Выбираем из приложения транзистор T_3 типа КТ601А. Параметры транзистора КТ601А; $U_{к.э.макс} = 100$ В; $I_{к.макс} = 30$ мА; $h_{21э.мин} = 16$;

Из (4.90) определяем $I_{б3мин}$:

$$I_{б3мин} \geq I_{к3макс} / h_{21э3мин} = 2,4 \cdot 10^{-3} / 16 = 0,15 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 0,15 \text{ мА}.$$

Принимаем $R_5 = 3$ кОм. Выбираем резистор типа ОМЛТ-0,125-3 кОм.

Из (4.91) определяем

$$I_{к4мин.мин} \geq I_{б3мин} + U_{б.э3} / R_5 = 0,15 \cdot 10^{-3} + 3 / 3 \cdot 10^3 = 1,15 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 1,15 \text{ мА},$$

$U_{б.э3} = U_{к.э3нас} = 3$ В (из справочника).

Напряжение $U_{к.э4макс} = U_{вых.макс} = 13$ В.

Выбираем транзистор T_4 типа МП40А. Параметры транзистора МП40А: $U_{к.э.макс} = 30$ В; $I_{к.э.макс} = 150$ мА; $h_{21э.мин} = 20$; $h_{21э.макс} = 35$; предельная мощность при температуре окружающей среды $+40^\circ\text{C}$ — 200 мВт.

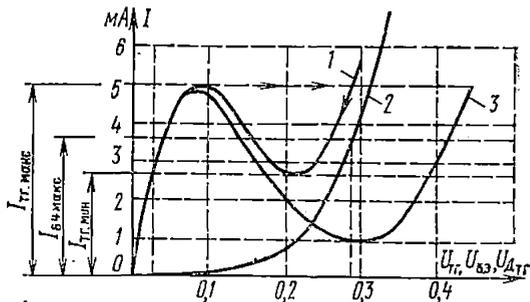
Выбираем туннельный диод $D_{тг}$ типа ГИ304А. По характеристикам транзистора МП40А и диода ГИ304А строим входную характеристику триггера (рис. 4.38). Из входной характеристики определяем:

$$I_{б4макс} = 3,7 \text{ мА}, \quad I_{тг.макс} = 5 \text{ мА}, \quad I_{тг.мин} = 2,7 \text{ мА},$$

$$U_{тг.мин} = 0,03 \text{ В}, \quad U_{тг.макс} = 0,28 \text{ В}.$$

Рис. 4.38. Построение входной характеристики триггера:

1 — суммарная характеристика;
2 — характеристика $I_{\sigma} = f(U_{\sigma.э})$
МП40 при $U_{к.э} = 0$; 3 — характеристика ГИ304А



Задаемся $I_{к4макс}$. Принимаем $I_{к4макс} = 10$ мА. Найдем R_8 :

$$R_8 = U_{\text{вых.макс}} / I_{к4макс} = 13 / 10 \cdot 10^{-3} = 1300 \text{ Ом} = 1,3 \text{ кОм}.$$

Выбираем резистор типа ОМЛТ-0,125-1,3 кОм.

Из (4.92) определяем $I_{к4мин}$:

$$I_{к4мин} = U_{\text{вых.мин}} / R_8 = 12 / 1,3 \cdot 10^3 = 9,2 \text{ мА} > I_{к4мин.мин}.$$

Определяем величину $P_{к4}$:

$$\begin{aligned} P_{к4} &= I_{к4макс} U_{к.э4нас} (1 - \gamma_{мин}) = \\ &= 10 \cdot 10^{-3} \cdot 1 (1 - 0,45) = 5,5 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}. \end{aligned}$$

$P_{к4}$ меньше предельной мощности МП40А, равной 200 мВт.

Расчет усилителя и схемы сравнения. 1. Из (4.35) определяем величину $U_{оп}$:

$$U_{оп} \leq U_{\text{вых.мин}} - (2 \div 3) \text{ В} = 12 - 3 = 9 \text{ В}.$$

Выбираем из приложения П4.2 стабилитрон типа Д814А. Параметры стабилитрона Д814А: $U_{ст.мин} = 7$ В; $U_{ст.макс} = 8,5$ В; $I_{мин} = 1$ мА; $I_{макс} = 40$ мА; $\alpha_{ст} = +0,07\% / ^\circ\text{C}$; $r_{ст} = 6$ Ом.

2. $I_{к.у.макс} = I_{Гмакс} = 5$ мА; $U_{к.э.у.макс} = U_{\text{вых.макс}} - U_{ст.оп.мин} = 13 - 7 = 6$ В; $P_{к.у} = U_{к.э.у.макс} I_{к.у.макс} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 6 = 30 \cdot 10^{-3}$ Вт.

Выбираем транзистор T_y типа МП38. Параметры транзистора МП38: $U_{к.э.макс} = 15$ В; $I_{к.макс} = 20$ мА; $h_{21э.мин} = 15$; $h_{21э.макс} = 30$, предельная мощность при температуре окружающей среды до $+55^\circ\text{C}$ — 150 мВт.

3. Из (4.41), (4.42) определяем величины $R_{Г1}$ и $I_{ст.оп.макс}$:

$$\begin{aligned} R_{Г1} &= (U_{\text{вых.мин}} - U_{ст.оп.макс}) / I_{ст.оп.мин} = \\ &= (12 - 8,5) / 3,5 \cdot 10^{-3} = 1000 \text{ Ом} = 1 \text{ кОм}; \\ I_{ст.оп.мин} &= 3,5 \text{ мА} > I_{мин} = 1 \text{ мА}. \end{aligned}$$

Выбираем резистор типа ОМТ-0,125-1 кОм:

$$\begin{aligned} I_{ст.оп.макс} &= (U_{\text{вых.макс}} - U_{ст.оп.мин}) / R_{Г1} + I_{к.у.макс} = \\ &= (13 - 7) / 1 \cdot 10^3 + 5 \cdot 10^{-3} = 11 \cdot 10^{-3} \text{ А}; \\ I_{ст.оп.макс} &< I_{макс} = 40 \text{ А}. \end{aligned}$$

4. Принимаем $I_{дел} = 7$ мА. Из (4.43) определим $\alpha_{мин}$, $\alpha_{макс}$:

$$\begin{aligned} \alpha_{мин} &= U_{ст.оп.мин} / U_{\text{вых.макс}} = 7 / 13 = 0,54; \\ \alpha_{макс} &= U_{ст.оп.макс} / U_{\text{вых.мин}} = 8,5 / 12 = 0,71. \end{aligned}$$

Определяем $R_{\text{дел}}$ из (4.44):

$$R_{\text{дел}} = U_{\text{вых.мин}}/I_{\text{дел}} = 12/7 \cdot 10^{-3} = 1700 \text{ Ом} = 1,7 \text{ кОм.}$$

Из (4.45) — (4.48) находим

$$R_2 \leq \alpha_{\text{мин}} R_{\text{дел}} = 0,54 \cdot 1700 = 920 \text{ Ом.}$$

Выбираем резистор типа ПТМН-0,5-910 Ом:

$$R_1 \leq (1 - \alpha_{\text{макс}}) R_{\text{дел}} = (1 - 0,71) \cdot 1700 = 490 \text{ Ом.}$$

Выбираем резистор типа ПТМН-0,5-470 Ом:

$$R_{\text{п}} \geq R_{\text{дел}} - R_1 - R_2 = 1700 - 910 - 470 = 320 \text{ Ом.}$$

Выбираем резистор типа ППБ-1-360 Ом.

5. Из (4.93) определяем $I_{\text{б.у.мин}}$, $I_{\text{б.у.макс}}$:

$$I_{\text{б.у.мин}} = I_{\text{к.у.мин}}/h_{21 \text{ э.у}} = 2,7 \cdot 10^{-3}/22 = 0,13 \cdot 10^{-3} \text{ А.}$$

$$I_{\text{б.у.макс}} = I_{\text{к.у.макс}}/h_{21 \text{ э.у}} = 5 \cdot 10^{-3}/22 = 0,23 \cdot 10^{-3} \text{ А;}$$

Находим величину $\Delta I_{\text{б.у}}$ из (4.94):

$$\Delta I_{\text{б.у}} = I_{\text{б.у.макс}} - I_{\text{б.у.мин}} = 0,1 \cdot 10^{-3} \text{ А.}$$

Из (4.95) находим $\Delta U_{\text{б.у}} = 2\Delta U'_{\text{тг}}$:

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{б.у}} &= 2 \Delta U'_{\text{тг}} = \Delta I_{\text{б.у}} (h_{11 \text{ э.у}} + h_{21 \text{ э.у}} r_{\text{ст.оп}}) = 0,1 \cdot 10^{-3} (150 + 22,6) = \\ &= 0,028 \text{ В.} \end{aligned}$$

6. Определяем максимальный температурный коэффициент стабилизатора без термокомпенсации (см. § 4.4).

Определяем $\gamma_{\text{ст.оп.макс}} = 10 \alpha_{\text{ст.оп}} U_{\text{ст.оп}} = 10 \cdot 0,07 \cdot 7,75 = 5,5 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$:

$$U_{\text{ст.оп}} = (U_{\text{ст.оп.макс}} + U_{\text{ст.оп.мин}})/2 = (8,5 + 7)/2 = 7,75 \text{ В.}$$

Из (4.49) определяем $\gamma_{\text{макс}}$:

$$\gamma_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{вых}} (\gamma_{\text{ст.оп.макс}} - \gamma_{\text{б.у.мин}})}{U_{\text{ст.оп.макс}}} = \frac{12,6 (5,5 - 1,9)}{8,5} \approx 6 \text{ мВ/}^\circ\text{С.}$$

Так как $\gamma = 8 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$ больше $\gamma_{\text{макс}} = 6 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$, специальных мер для термокомпенсации не принимаем.

Определяем параметры ускоряющей цепочки.

Из (4.96) определяем $R_9 C_1$:

$$R_9 C_1 = m/2 \Delta U'_{\text{тг}} = 5,2 \cdot 10^4 / 0,028 = 185 \cdot 10^{-4} \text{ Ом} \cdot \text{Ф.}$$

Из (4.97) определяем R_9 :

$$\begin{aligned} R_9 &\leq \frac{2 (U_{\text{б1 мин}} - U_{\text{вых.макс}}) (h_{11 \text{ э.у}} + h_{21 \text{ э.у}} r_{\text{ст.оп}})}{2 \Delta U'_{\text{тг}}} = \\ &= \frac{2 (21,6 - 13) (150 + 22,6)}{0,028} = 172 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 172 \text{ кОм,} \\ R_9 &\leq \frac{2 U_{\text{вых.мин}} (h_{21 \text{ э.у}} + h_{21 \text{ э.у}} r_{\text{ст.оп}})}{2 \Delta U'_{\text{тг}}} = \\ &= \frac{2 \cdot 12 (150 + 22,6)}{0,028} = 240 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 240 \text{ кОм.} \end{aligned}$$

Преобразователи напряжения преимущественно выполняются на транзисторах. Преобразователи постоянного напряжения в настоящее время широко применяются как автономные источники в высоковольтных источниках питания и источниках электропитания с бестрансформаторным входом.

Транзисторные преобразователи напряжения по способу возбуждения подразделяются на два типа: преобразователи с самовозбуждением и преобразователи с усилением мощности. Транзисторы в преобразователях напряжения могут включаться по схеме с общим эмиттером, общим коллектором или общей базой. Наибольшее применение находят схемы с общим эмиттером, так как в них реализуется максимальное усиление транзисторов по мощности и наиболее просто достигаются условия самовозбуждения.

Преобразователи с самовозбуждением. Преобразователи с самовозбуждением выполняются на небольшие мощности (до нескольких десятков ватт) по одноконтурной и двухконтурной схемам. Одноконтурные преобразователи с самовозбуждением представляют собой релаксационные генераторы с положительной обратной связью. Трансформатор в одноконтурных преобразователях работает с подмагничиванием, что приводит к резкому увеличению реактивного намагничивания тока и увеличению потерь в трансформаторе. В связи с этим одноконтурные преобразователи применяются ограниченно, в основном для преобразования малой мощности (порядка 1—2 Вт).

Наиболее широко используются схемы двухконтурных преобразователей напряжения (рис. 5.1). На рис. 5.1а изображена наи-

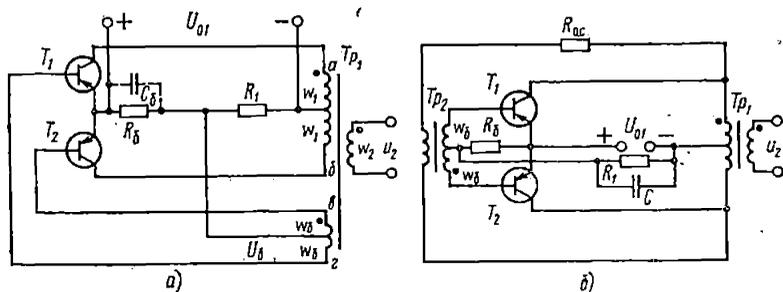


Рис. 5.1. Схемы преобразователей напряжения с самовозбуждением:
 а — с насыщающимся трансформатором; б — с переключающим трансформатором

более распространенная схема двухконтурного преобразователя. Преобразователь состоит из трансформатора Tr_1 и двух транзисторов — T_1 , T_2 , включенных по схеме с общим эмиттером. Трансформатор имеет магнитопровод из материала с прямоугольной петлей гистерезиса. Входными зажимами преобразователь включен в сеть источника постоянного тока с напряжением U_{01} . На-

пряжение, снимаемое с резистора R_6 делителя напряжения, создает на базах транзисторов отрицательное (относительно эмиттеров) смещение, что обеспечивает надежный запуск преобразователя. Так как сопротивления транзисторов не могут быть абсолютно одинаковыми, то их коллекторные токи окажутся различными и, следовательно, намагничивающие силы верхней (ao) и нижней ($об$) половин первичной обмотки трансформатора будут также различны. В результате неравенства встречно действующих намагничивающих сил создается результирующий магнитный поток в магнитопроводе трансформатора, который индуцирует в обмотке обратной связи ($вг$) ЭДС, направленную так, чтобы на базу транзистора, через который первоначально протекал большой ток (например, T_1), было приложено отрицательное напряжение, а на базу транзистора, через который при включении протекал меньший ток (например, T_2), — положительное напряжение. Это приведет к увеличению тока коллектора транзистора T_1 и уменьшению тока коллектора транзистора T_2 , вследствие чего увеличится как магнитный поток в сердечнике трансформатора, так и ЭДС, индуцируемая в обмотке обратной связи. Дальнейшее уменьшение сопротивления транзистора T_1 вызывает увеличение тока, протекающего через этот транзистор и верхнюю половину первичной обмотки трансформатора, что увеличивает магнитный поток и ЭДС обмотки обратной связи, которая уменьшает сопротивление транзистора T_1 . При этом к верхней половине первичной обмотки окажется приложенным напряжение источника U_{01} за вычетом падения напряжения в открытом транзисторе T_1 . Увеличение тока в верхней половине первичной обмотки и магнитного потока в магнитопроводе трансформатора происходит до насыщения материала последнего.

При насыщении материала сердечника увеличение магнитного потока прекращается, и ЭДС обмотки обратной связи становится равной нулю, так что потенциал базы транзистора T_1 повышается. При этом сопротивление транзистора увеличивается, а ток коллектора T_1 уменьшается, вызывая уменьшение магнитного потока в сердечнике трансформатора. Изменение магнитного потока в сторону уменьшения изменит направление ЭДС обмотки обратной связи, которая будет направлена так, что транзистор T_2 открывается, а транзистор T_1 запирается. В дальнейшем будет происходить увеличение тока, протекающего через транзистор и нижнюю половину первичной обмотки трансформатора. При этом магнитный поток в магнитопроводе, изменив направление, начнет также увеличиваться. При достижении насыщения сердечника вновь произойдет переключение, т. е. транзистор T_1 откроется, а транзистор T_2 закроется и т. д.

Таким образом, транзисторы T_1 и T_2 работают в ключевом режиме, поочередно подключая к верхней и нижней половинам первичной обмотки трансформатора постоянное напряжение U_{01} и обеспечивая периодическое изменение тока первичной об-

мотки. Изменяющийся магнитный поток в сердечнике трансформатора индуцирует во вторичной обмотке AB переменную ЭДС, форма кривой которой близка к прямоугольной. Для уменьшения потерь мощности на переключение в транзисторах T_1, T_2 магнитопроводы трансформаторов изготавливают из материала с прямоугольной петлей гистерезиса (например, 50НП, 79НМ, 34НКМП).

Переключение транзисторов может происходить раньше, чем наступит насыщение магнитопровода. В этом случае магнитный поток перестает увеличиваться из-за того, что коллекторный ток транзистора достиг своего предельного значения. Предельное значение коллекторного тока определяется максимально возможной в данной схеме величиной базового тока и коэффициентом усиления транзистора по току. Необходимо отметить, что такой режим работы преобразователя используется редко, так как работа преобразователя в этом случае мало экономична и неустойчива из-за влияния разброса параметров транзисторов на режим переключения.

Двухтактные преобразователи с насыщающимся трансформатором рис. 5.1а используются как задающие генераторы для усилителей мощности и как автономные маломощные источники электропитания. Их основные достоинства — простота схемы, а также нечувствительность к коротким замыканиям в цепи нагрузки. При коротком замыкании в цепи нагрузки срываются автоколебания преобразователя и транзисторы T_1 и T_2 закрываются. Недостатком преобразователей с насыщающимся трансформатором является наличие выбросов коллекторного тока в момент переключения транзистора, что ведет к увеличению потерь в преобразователе.

Схема преобразователя с двумя трансформаторами рис. 5.1б имеет ряд преимуществ по сравнению со схемой рис. 5.1а. Выходной трансформатор преобразователя в этой схеме работает в линейной области без захода рабочей точки в область насыщения. Переключение транзисторов T_1, T_2 осуществляется за счет насыщения промежуточного трансформатора Tr_2 . Резистор $R_{0.c}$ в цепи первичной обмотки трансформатора Tr_2 необходим для устранения бросков коллекторного тока при переключении транзисторов. В момент насыщения сердечника трансформатора Tr_2 увеличивается ток в его первичной обмотке. Напряжение на резисторе $R_{0.c}$ резко возрастает, ток базы, а соответственно и ток коллектора транзистора уменьшаются.

В двухтрансформаторной схеме преобразователя транзисторы переключаются при меньших значениях коллекторных токов, чем в схеме с насыщающимся трансформатором. Недостатком преобразователя является наличие дополнительного трансформатора и некоторое усложнение его базовых цепей.

В рассмотренных схемах преобразователей к закрытому транзистору прикладывается напряжение, равное сумме напряжения питания U_{01} и ЭДС, наведенной в неработающей половине, пер-

вичной обмотки. Следовательно, напряжение на закрытом транзисторе равно удвоенному напряжению питания $2U_{01}$. Кроме того, напряжение на транзисторе может иметь выброс, возникающий в момент его выключения. Амплитуда выбросов зависит от индуктивности рассеяния обмоток трансформатора и скорости изменения тока коллектора.

Таким образом, в схемах двухтактных преобразователей, где трансформатор выполнен со средней точкой, напряжение на закрытом транзисторе превышает удвоенное значение напряжения питания. Поэтому рассмотренные схемы преобразователей используются при сравнительно низких напряжениях источника питания.

На рис. 5.2 изображена схема мостового преобразователя напряжения с самовозбуждением. В этой схеме транзисторы $T_1—T_4$

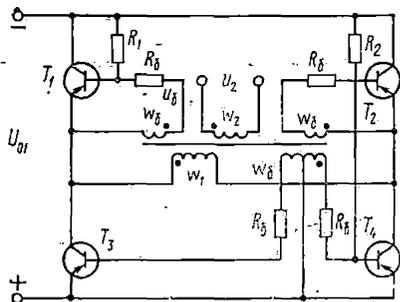


Рис. 5.2. Схема мостового преобразователя с самовозбуждением

образуют мост, в одну диагональ которого включена первичная обмотка трансформатора Tr_1 , а в другую диагональ включен источник питания с напряжением U_{01} . Обмотки обратной связи подключаются к базам транзисторов $T_1—T_4$ через резисторы. Резисторы R_1 установлены в схеме для надежного запуска преобразователя в момент подачи напряжения питания. В мостовых преобразователях напряжение на переходах коллектор — эмиттер закрытого транзистора не превышает напряжения питания U_{01} , поэтому они применяются для преобразования больших мощностей и при повышенных напряжениях питания. К недостаткам мостовой схемы по сравнению со схемами рис. 5.1 следует отнести вдвое большее число транзисторов.

Преобразователи с усилителем мощности. При преобразовании больших мощностей наибольшее распространение получили преобразователи с использованием усилителя мощности. Усилитель мощности управляется от задающего генератора, в качестве которого можно использовать преобразователь с самовозбуждением. Применение таких преобразователей целесообразно в случае, когда необходимо обеспечить постоянство частоты и напряжения на выходе, а также неизменность формы кривой переменного напряжения при изменении нагрузки преобразователя. Наиболее распространенные схемы усилителей мощности изображены на рис. 5.3.

Двухтактная схема усилителя мощности рис. 5.3а применяется в основном при питании преобразователя от источника с низким напряжением. Усилитель состоит из двух транзисторов и выходного трансформатора Tr_1 . Напряжение управления прямо-

угольной формы подается от задающего генератора через трансформатор Tr_2 . Транзисторы усилителя мощности T_2 , T_1 работают поочередно. В течение первого полупериода под действием управляющего напряжения один из транзисторов, например, T_1 открыт и находится в насыщении, а транзистор T_2 закрыт и находится в режиме отсечки. Во второй полупериод транзисторы

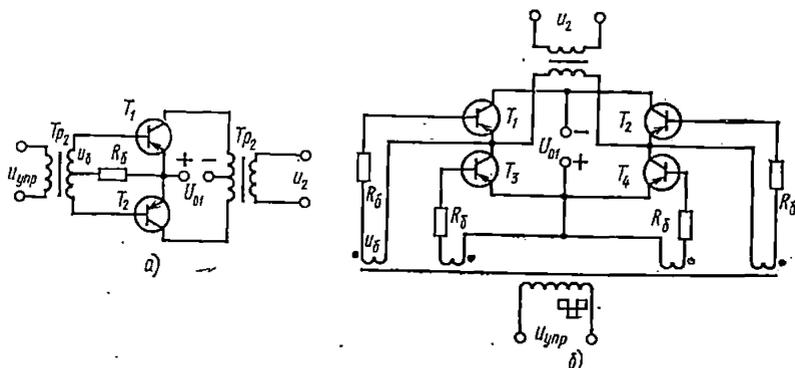


Рис. 5.3. Усилители мощности:
а — схема со средней точкой; б — мостовая схема

переключаются. Напряжение питания U_{01} поочередно прикладывается к верхней и нижней половинам первичной обмотки трансформатора Tr_1 , при этом в его вторичной обмотке наводится ЭДС прямоугольной формы.

В двухтактной схеме усилителя мощности к закрытому транзистору прикладывается удвоенное напряжение питания. В момент выключения транзистора из-за наличия индуктивности рассеяния трансформатора Tr_1 на его коллекторе возможен выброс напряжения, превышающий величину удвоенного напряжения питания.

В усилителе мощности, построенном по мостовой схеме рис. 5.3б, в первый полупериод одновременно работают два транзистора, например T_1 , T_4 . Во второй полупериод управляющего напряжения работают транзисторы T_2 , T_3 . Напряжение источника питания U_{01} прикладывается к первичной обмотке трансформатора Tr_1 , причем в различные полупериоды полярность напряжения на первичной обмотке Tr_1 будет различна. Напряжение на закрытом транзисторе в мостовой схеме усилителя мощности равно напряжению источника питания U_{01} .

Мостовые усилители мощности, в отличие от двухтактных, применяются на большие мощности при больших напряжениях источника питания. Выходной трансформатор в усилителях мощности Tr_1 работает в насыщенном режиме. Трансформатор Tr_1 выполняется из материала с непрямоугольной петлей гистерезиса.

5.2.

РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Исходные данные, необходимые для расчета преобразователей: напряжение питания преобразователя U_{01} , В; относительные отклонения напряжения питания как в сторону повышения, так и в сторону понижения $a_{\text{макс}}$, $a_{\text{мин}}$; выходное напряжение преобразователя U_2 , В; ток вторичной обмотки трансформатора I_2 , А; частота генерации преобразователя f , Гц; максимальная температура окружающей среды $\theta_{\text{окр.макс}}$. Указывается также вид нагрузки преобразователя: активная, мостовой выпрямитель, выпрямитель со средней точкой, выпрямитель, выполненный по схеме удвоения.

Расчеты режима работы транзисторов преобразователя и их выбор. 1. Определяем максимальное и минимальное значения напряжения питания преобразователя $U_{01\text{макс}}$, $U_{01\text{мин}}$:

$$U_{01\text{макс}} = U_{01} (1 + a_{\text{макс}});$$

$$U_{01\text{мин}} = U_{01} (1 - a_{\text{мин}}).$$

2. Определяем величину тока коллектора открытого транзистора $I_{\text{к.нас}}$. Эта величина зависит от выходной мощности преобразователя, его коэффициента полезного действия и величины напряжения питания U_{01} .

Значения $I_{\text{к.нас}}$ можно определить из следующих выражений: для преобразователей со средней точкой

$$I_{\text{к.нас}} = \frac{I_{2\text{макс}} U_2}{\eta_{\text{п}} (U_{01\text{мин}} - U_{\text{к.э.нас}})} ;$$

для мостовой схемы

$$I_{\text{к.нас}} = \frac{I_{2\text{макс}} U_2}{\eta_{\text{п}} (U_{01\text{мин}} - 2U_{\text{к.э.нас}})} .$$

где $\eta_{\text{п}}$ — коэффициент полезного действия преобразователя; $U_{\text{к.э.нас}}$ — напряжение на переходе коллектор — эмиттер транзистора в режиме насыщения.

При определении величины $I_{\text{к.нас}}$ значением КПД задаемся. Принимаем $\eta_{\text{п}} = 0,75 \div 0,85$, если преобразователь работает на выпрямитель, и $\eta_{\text{п}} = 0,85 \div 0,95$, если преобразователь работает на активную нагрузку. Величина $U_{\text{к.э.нас}}$ для германиевых транзисторов лежит в пределах от 0,5—1 В, для кремниевых 2—5 В.

Амплитуда тока во вторичной обмотке $I_{2\text{макс}}$ равна действующему значению тока вторичной обмотки I_2 , если преобразователь работает на активную нагрузку или выпрямитель, собранный по мостовой схеме или схеме удвоения. Если преобразователь работает на двухполупериодный выпрямитель со средней точкой, $I_{2\text{макс}} = I_2 \sqrt{2}$.

3. Определяем максимальное напряжение на закрытом тран-

зисторе преобразователя — $U_{к.э.макс}$. Для схем преобразователей, в которых трансформатор имеет вывод средней точки, $U_{к.э.макс} \approx 2,4 U_{01макс}$. Для мостовых схем преобразователей $U_{к.э.макс} \approx 1,2 U_{01макс}$.

4. По величине тока $I_{к.нас}$ и напряжению $U_{к.э.макс}$ из справочника или приложения выбираем тип транзистора и определяем его основные параметры.

Задавшись минимальной величиной коэффициента насыщения транзистора b , определяем величину тока базы, необходимую для насыщения транзистора; принимаем $b = 1,3 \div 1,5$:

$$I_{б.нас} = I_{к.нас} b / h_{21 э.мин.}$$

5. Определяем амплитуду тока коллектора транзистора преобразователя $I_{к.макс}$. В преобразователях с насыщающимся трансформатором (рис. 5.1а, 5.2), как только магнитопровод трансформатора входит в насыщение, индуктивное сопротивление первичной обмотки резко уменьшается, ток коллектора открытого транзистора начинает увеличиваться — рабочая точка транзистора входит в активную область. Максимальное значение тока коллектора $I_{к.макс}$ зависит от величины тока базы транзистора и коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером $h_{21э}$. Величину $I_{к.макс}$ можно определить из следующего выражения:

$$I_{к.макс} = I_{к.нас} b K_1 h_{21 э.макс} / h_{21 э.мин.},$$

где b — коэффициент насыщения транзистора $b = 1,3 \div 1,5$; K_1 — коэффициент, учитывающий влияние инерционности транзистора и величины коллекторного напряжения на величину $I_{к.макс}$.

Для мощных низкочастотных транзисторов величину K_1 можно приближенно определить из выражения

$$K_1 \approx 1 / (1 - 0,03 \sqrt{U_{01макс}})^2.$$

В преобразователях с усилителем мощности величина $I_{к.макс} = K_2 I_{к.нас}$, где $K_2 = 1,1 \div 1,3$ — коэффициент, учитывающий взаимное влияние транзисторов усилителя мощности друг на друга. Величина $I_{к.макс}$ не должна превышать предельно допустимое значение тока для выбранного типа транзисторов. Если это условие не выполняется, можно параллельно включать транзисторы, количество которых определяется из выражения

$$n_{пар} = I_{к.макс} (1,5 \div 2) / I_{к.макс.д.},$$

где $I_{к.макс.д}$ — предельно допустимое значение тока коллектора, выбранного транзистора.

Для равномерного распределения токов между параллельно включенными транзисторами в их эмиттерные цепи включают резисторы, величины сопротивлений которых определяются так, как показано в гл. 4.

6. Определяем максимальное значение мощности, рассеиваемой транзистором преобразователя, — P_k .

Мощность, рассеиваемая транзистором, складывается из трех составляющих: мощности, рассеиваемой в режиме насыщения,

мощности, рассеиваемой в режиме отсечки, и мощности, рассеиваемой транзистором при переключении:

$$\left. \begin{aligned} P_K &= P_{\text{нас}} + P_{\text{отс}} + P_{\text{пер}}; \\ P_{\text{нас}} &= 0,5 I_{K.\text{нас}} U_{K.\text{э.нас}}; \\ P_{\text{отс}} &= 0,5 I_{K.\text{б.о.макс}} U_{K.\text{э.макс}}. \end{aligned} \right\} (5.1)$$

Значение обратного коллекторного тока $I_{K.\text{б.о.макс}}$ определяем из справочника при максимальной температуре. Величина мощности, рассеиваемой транзистором при переключении $P_{\text{пер}}$, зависит от частотных свойств транзистора, величины напряжения, питания преобразователя $U_{01\text{макс}}$ и величины тока $I_{K.\text{нас}}$:

$$P_{\text{пер}} = U_{01\text{макс}} I_{K.\text{нас}} \tau_B f \gamma, \quad (5.2)$$

где $\tau_B = h_{21\beta} / 2\pi f h_{21\beta}$; $f_{h_{21\beta}}$ — предельная частота транзистора в схеме с общей базой; γ — коэффициент, зависящий от режима работы транзисторов и схемы преобразователя.

Для схемы рис. 5.1а

$$\gamma = (\pi/b) (0,83 K_1 - 0,25) / K^2.$$

Для схемы рис. 5.2б величина γ приблизительно в 2 раза меньше, чем для схемы рис. 5.1а.

Для усилителей мощности величина γ зависит от коэффициента насыщения и определяется из графиков рис. 5.4.

При параллельном включении транзисторов для определения мощности, рассеиваемой одним транзистором, в выражения (5.1), (5.2) вместо $I_{K.\text{нас}}$ необходимо подставить величину $I_{K.\text{нас}}/n_{\text{пар}}$.

Из выражения (4.29) определяем предельную мощность, рассеиваемую транзистором без радиатора $P_{K.\text{макс}}$. Если величина $P_{K.\text{макс}} < P_K$, из приложения П6 по тепловым характеристикам выбираем стандартный радиатор или рассчитываем его.

7. Определяем величину напряжения базовых обмоток U_B и величины сопротивлений резисторов R_B, R_1 . Для преобразователей с самовозбуждением в случае использования германиевых транзисторов величина $U_B = 2 \div 3$ В.

Величина сопротивления резистора $R_B = (U_B - U_{B.\text{э.нас}}) / I_{B.\text{нас}}$, где $U_{B.\text{э.нас}}$ — напряжение на переходе база — эмиттер транзистора в режиме насыщения. Принимаем $U_{B.\text{э.нас}} = U_{K.\text{э.нас}}$.

Для усилителей мощности величина $U_{R_B} = U_{B.\text{э.нас}} + I_{B.\text{нас}} R_B$.

Величина сопротивления резистора R_B в этом случае выбирается в 2—3 раза большей входного сопротивления транзистора в режиме насыщения;

$$R_B \approx (2 \div 3) R_{\text{вх.нас}} = (2 \div 3) \frac{U_{B.\text{э.нас}}}{I_{B.\text{нас}}} = (2 \div 3) \frac{U_{K.\text{э.нас}}}{I_{B.\text{нас}}}.$$

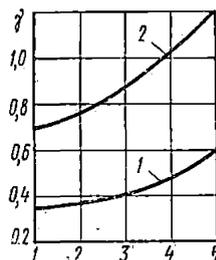


Рис. 5.4. Зависимость коэффициента γ от коэффициента насыщения транзистора: 1 — для мостовой схемы; 2 — для усилителя со средней точкой

Величиной $U_{б.э.нас}$ задаемся, как было показано выше.

Величина сопротивления резистора R_1 для преобразователей с самовозбуждением определяется из выражения:

$$R_1 = U_{01 \text{ мин}} R_6 / U_{R_6},$$

где U_{R_6} — напряжение смещения на резисторе R_6 , создаваемое током делителя $U_{R_6} = (0,5 \div 1)$ В.

Для уменьшения потерь в транзисторах на переключение параллельно резисторам R_6 включается конденсатор C_6 .

$$\text{Величина емкости конденсатора } C_6 \leq \frac{1}{2R_6 f}.$$

Расчет выходного трансформатора. В преобразователях с самовозбуждением сердечники трансформатора изготавливаются из материала с прямоугольной петлей гистерезиса (50НП, 79НМ, 34НКМП и т. д.). Применение материала с прямоугольной петлей гистерезиса позволяет уменьшить потери в транзисторах преобразователя. В преобразователях с усилителем мощности выходной трансформатор выполняется из материала с высокой магнитной проницаемостью, но с меньшей прямоугольностью петли гистерезиса (Э306—Э308).

Конструктивно трансформатор преобразователя может быть броневым, стержневым или тороидальным. При мощности до 1 кВт наиболее целесообразно использовать тороидальные трансформаторы. Тороидальные трансформаторы имеют значительно меньшие габариты и меньшую величину индуктивности рассеяния, нежели трансформаторы броневые или стержневые. Основные данные тороидальных сердечников приведены в приложении.

Порядок расчета. 1. Определяем произведение площади поперечного сечения стержня Q_c на площадь окна Q_o трансформатора:

$$Q_c Q_o = S_{тр} 10^3 / 2f B j \kappa_m \kappa_c \eta,$$

где $S_{тр}$ — габаритная мощность трансформатора, В·А; B — амплитудное значение магнитной индукции, Т; j — плотность тока в обмотках, А/мм²; κ_m и κ_c — коэффициенты заполнения медью окна сердечника и сталью площади поперечного сечения стержня магнитопровода соответственно.

Если нагрузкой преобразователя (со средней точкой) является активное сопротивление или мостовой выпрямитель, то $S_{тр} = 1,3 U_2 I_2$.

Если нагрузкой является двухполупериодный выпрямитель со средней точкой, то $S_{тр} = 2,1 U_2 I_2$.

Для мостовых схем преобразователей соответственно $S_{тр} = 1,1 U_2 I_2$ и $S_{тр} = 1,3 U_2 I_2$.

Амплитудное значение магнитной индукции в преобразователях с самовозбуждением берется равным индукции насыщения, т. е. $B = B_s$. В преобразователях с усилителем мощности величина

на $B = (0,7 \div 0,8) B_S$ ($B_S = 1,5$ Т для сплава 50НП, 8,5 Т для 79НМ и 1,5 Т для 34НКМП).

Величины j , k_m и k_c выбираются так, как показано в гл. 1. Величиной коэффициента полезного действия трансформатора задается. Принимаем $\eta = 0,8 \div 0,95$. Определив $Q_c Q_o$, выбираем из приложения магнитопровод.

2. Определяем напряжение первичной обмотки трансформатора:

для схемы со средней точкой $U_1 = U_{01} - U_{к.э.нас.}$;

для мостовых схем $U_1 = U_{01} - 2U_{к.э.нас.}$

3. Определяем число витков первичной w_1 , вторичной w_2 и базовой w_6 обмоток преобразователя;

$$w_1 = U_1 10^4 / 4f B Q_c k_c;$$

для преобразователей с насыщающимся трансформатором $B = B_S$, для усилителей мощности $B = (0,7 \div 0,8) B_S$:

$$w_2 = (U_2 / U_1) w_1;$$

для преобразователей с самовозбуждением необходимо определить число витков базовых обмоток (обмоток обратной связи) w_6 :

$$w_6 = (U_6 / U_{1 \text{ мин}}) w_1,$$

где $U_{1 \text{ мин}} = U_{01 \text{ мин}} - U_{к.э.нас.}$ для преобразователей со средней точкой и $U_{1 \text{ мин}} = U_{01 \text{ мин}} - 2U_{к.э.нас.}$ для мостовых схем преобразователей.

4. Находим действующие значения токов в обмотках трансформатора:

в обмотке w_1 :

для схемы со средней точкой $I_1 = I_{к.нас.} / \sqrt{2}$,

для мостовых схем $I_1 = I_{к.нас.}$;

в базовых обмотках

$$I_6 = I_{б.нас.} / \sqrt{2}.$$

5. Вычисляем диаметры, мм, проводов обмоток (без изоляции):

для обмотки w_1 $d_1 = 1,3 \sqrt{I_1 / j}$;

для обмотки w_2 $d_2 = 1,13 \sqrt{I_2 / j}$;

для обмотки w_6 $d_6 = 1,13 \sqrt{I_6 / j}$.

Дальнейший конструктивный расчет трансформатора производится так, как показано в гл. 1. Если из дальнейшего расчета окажется, что размеры сердечника взяты слишком большие, необходимо выбрать меньший сердечник и пересчитать число витков. Если размеры сердечника окажутся малы, то надо выбрать его с большими размерами и пересчитать числа витков.

Определение исходных данных для расчета задающего генератора усилителя мощности. В

качестве задающего генератора можно использовать преобразователи с самовозбуждением (см. рис. 5.1, 5.2). Для расчета задающего генератора необходимо определить напряжение, токи и мощность трансформатора Tr_2 .

Если задающий генератор работает на усилитель мощности со средней точкой, то максимальное значение тока вторичной обмотки трансформатора Tr_2 $I_{2\text{макс}} = I_{б.\text{макс}}$, действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора Tr_2

$$I_2 = I_{б.\text{нас}} / \sqrt{2},$$

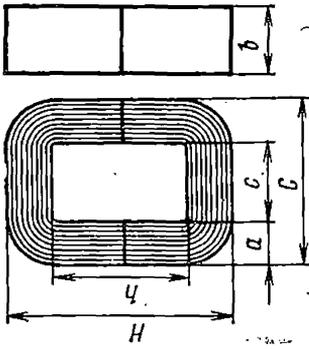
напряжение вторичной обмотки трансформатора Tr_2 $U_2 = U_б$, мощность вторичной обмотки $P_2 = U_2 I_2$, габаритная мощность трансформатора зависят от схемы задающего генератора: $S_{\text{тр}} = 2,1S_2$ (для схемы ЗГ со средней точкой) и $S_{\text{тр}} = 1,3S_2$ (для мостовой схемы ЗГ).

Для задающего генератора, работающего на усилитель мощности, собранный по мостовой схеме, значения $I_{2\text{макс}}$, I_2 , U_2 , S_2 определяются также. Величины габаритной мощности: $S_{\text{тр}} = 4,2S_2$ (для схемы ЗГ со средней точкой) и $S_{\text{тр}} = 2,6S_2$ (для мостовой схемы ЗГ).

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
ИЛ116×16 ИЛ116×20 ИЛ116×25 ИЛ116×32	16	40	16	64	56	16	2,24	13,6	16,6	30,46	235	20	158
	16	40	16	64	56	20	2,80	13,6	20,5	38,1	295	26	195
	16	40	16	64	56	25	3,50	13,6	25,6	47,6	370	33	250
	16	40	16	64	56	32	4,50	13,6	32,6	61,2	470	43	300
ИЛ120×20 ИЛ120×25 ИЛ120×32 ИЛ120×40	20	50	20	80	70	20	3,50	17,1	40	59,9	460	54	330
	20	50	20	80	70	25	4,40	17,1	50	75,2	575	68	380
	20	50	20	80	70	32	5,60	17,1	64	95,8	735	86	450
	20	50	20	80	70	40	7,10	17,1	80	121,4	920	110	510
ИЛ125×25 ИЛ125×32 ИЛ125×40 ИЛ125×50	25	62,5	25	100	87,5	25	5,50	21,3	98	117	900	135	610
	25	62,5	25	100	87,5	32	7,10	21,3	125	151,2	1150	170	730
	25	62,5	25	100	87,5	40	8,80	21,3	156	187,4	1440	210	810
	25	62,5	25	100	87,5	50	11	21,3	195	234	1800	260	990
ИЛ132×32 ИЛ132×40 ИЛ132×50 ИЛ132×64	32	80	32	128	112	32	9,10	27,3	261	284,4	1900	310	1200
	32	80	32	128	112	40	11,30	27,3	328	308,5	2370	380	1400
	32	80	32	128	112	50	14,20	27,3	410	388	2970	490	1650
	32	80	32	128	112	64	18,10	27,3	523	494	3800	680	1940
ИЛ140×40 ИЛ140×50 ИЛ140×64 ИЛ140×80	40	100	40	160	140	40	14,20	—	640	486	3720	690	2200
	40	100	40	160	140	50	17,70	34,2	800	605	4650	850	2500
	40	100	40	160	140	64	22,70	—	1025	776	5960	1000	3000
	40	100	40	160	140	80	28,40	—	1280	971	7430	1200	3500

Таблица П1.2

Типовые стержневые ленточные магнитопроводы

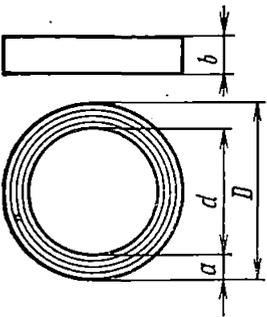
Обозначение магнитопровода									Активная площадь сечения магнитопровода, см ² , Q _{о.а}	Средняя длина магнитной линии, см, l _{ст}	Сечение стали Xсечение, см ⁴ , Q _{с.к}	Активный объем стали, см ³ , V _{ст}	Масса магнитопровода, г, G _{ст}	Ориентированная мощность трансформатора, В·А, на частотах, Гц	
	Размеры, мм		10	11	12	13	14								
	а	б						с						с	Н
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14		
ПЛ10×12,5 20	10	12,5	12,5	32,5	40	20	1,1	9,6	3,1	10,56	81	7,5	46,5		
ПЛ10×12,5 25	10	12,5	12,5	32,5	45	25	1,1	10,6	3,9	11,65	89	8,8	52		
ПЛ10×12,5 32	10	12,5	12,5	32,5	52	32	1,1	11,6	5,0	12,76	98	10	60		
ПЛ10×12,5 40	10	12,5	12,5	32,5	60	40	1,1	13,6	6,3	14,95	114	12,5	73		
ПЛ12,5×16 25	12,5	16	16	41	50	25	1,77	12,0	8,0	21,2	163	13,5	91		
ПЛ12,5×16 32	12,5	16	16	41	55	32	1,77	13,2	10,2	23,7	182	16	110		
ПЛ12,5×16 40	12,5	16	16	41	65	40	1,77	15,0	12,8	26,6	203	19	130		
ПЛ12,5×16 50	12,5	16	16	41	75	50	1,77	17,0	16	30,1	230	22	156		

Оконание табл. П1.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
П1112,5×25 30	12,5	25	20	45	55	30	2,76	13,8	18,7	38,1	292	28	200
П1112,5×25 40	12,5	25	20	45	65	40	2,76	15,8	25	43,6	334	35	248
П1112,5×25 50	13,5	25	20	45	75	50	2,76	17,8	31	49,1	376	44	300
П1112,5×25 60	12,5	25	20	45	85	60	2,76	19,8	37,6	54,6	418	55	340
П1116×32 40	16	32	25	57	72	40	4,54	18,0	51	81,7	620	70	430
П1116×32 50	16	32	25	57	82	50	4,54	20,0	64	90,8	690	90	510
П1116×32 65	16	32	25	57	97	65	4,54	23,0	83	104,4	795	115	620
П1116×32 80	16	32	25	57	112	80	4,54	26,0	102	118	900	145	730
П1120×40 50	20	40	32	72	90	50	7,1	22,7	128	161,2	1230	180	860
П1120×40 60	20	40	32	72	100	60	7,1	24,7	154	175,4	1350	220	980
П1120×40 80	20	40	32	72	120	80	7,1	28,7	205	204,0	1550	280	1220
П1120×40 100	20	40	32	72	140	100	7,1	32,7	256	232,0	1770	350	1450
П1125×50 65	25	50	40	90	115	65	11,1	28,8	325	320,0	2440	420	1840
П1125×50 80	25	50	40	90	130	80	11,1	31,8	400	353,0	2700	500	2150
П1125×50 100	25	50	40	90	150	100	11,1	35,8	500	397,0	3040	620	2600
П1125×50 120	25	50	40	90	170	120	11,1	39,8	600	442,0	3380	740	2800
П1132×64 80	32	64	50	114	144	80	18,2	36,0	820	655,4	5000	1000	3500
П1132×64 100	32	64	50	114	164	100	18,2	40,0	1025	728,0	5600	1200	4000
П1132×64 130	32	64	50	114	194	130	18,2	46,0	1330	837,0	6480	1400	4800
П1132×64 160	32	64	50	114	224	160	18,2	52,0	1640	946,0	7250	1750	5600
П1140×80 100	40	80	64	144	180	100	28,6	45,8	2050	1296,0	9900	2400	6450
П1140×80 120	40	80	64	144	200	120	28,6	49,0	2460	1400,0	10700	2800	7700
П1140×80 160	40	80	64	144	240	160	28,6	57,3	3260	1670	12500	3500	9000
П1140×80 200	40	80	64	144	280	200	28,6	65,3	4100	1870,0	14300	4200	10000

Таблица П1.3

Типовые торондальные ленточные магнитопроводы

Обозначение магнитопровода					Справочные величины							Ориентирующая мощность, трансформатора, В·А, на частотах, Гц
	Размеры, мм				Активная площадь сечения магнитопровода, см ² , $\Phi_{с,а}$	Средняя длина магнитной линии, см, $l_{ср}$	Сечение стали, см ² , $\Phi_{с,б}$	Активный объем магнитопровода, см ³ , $V_{ср}$	Масса магнитопровода, г, $G_{ср}$			
	d	a	b	D								
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
ОЛ16/26 6,5	16	15	6,5	26	0,28	6,5	0,66	1,82	14,2	0,48	7,0	
ОЛ16/26 8	16	5	8	26	0,35	6,5	0,80	2,28	17,6	0,6	8,8	
ОЛ16/26 10	16	16	10	26	0,43	6,5	1	2,8	21,6	0,78	10,1	
ОЛ16/26 12,5	16	16	12,5	26	0,54	6,5	1,36	3,51	27,1	0,92	13,6	
ОЛ20/32 8	20	6	8	32	0,42	8,1	1,50	3,4	25	1,2	16,9	
ОЛ20/32 10	20	6	10	32	0,52	8,1	1,86	4,21	32,2	1,4	20,8	
ОЛ20/32 12,5	20	6	12,5	32	0,65	8,1	2,32	5,26	40,3	1,8	26	
ОЛ20/32 16	20	6	16	32	0,84	8,1	3	6,8	52	2,3	33,7	

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
ОЛ25/40 10	25	7,5	10	40	0,66	10,2	3,67	6,73	51,2	2,9	38
ОЛ25/40 12,5	25	7,5	12,5	40	0,82	10,2	4,60	8,36	64	3,7	47
ОЛ25/40 16	25	7,5	16	40	1,05	10,2	5,90	10,7	82	4,7	60
ОЛ25/40 20	25	7,5	20	40	1,30	10,2	7,35	13,26	102	5,8	75
ОЛ25/40 25	25	7,5	25	40	1,64	10,2	9,18	16,73	128	7,3	94
ОЛ32/50 16	32	9,0	16	50	1,27	12,8	11,5	16,25	125	9,3	120
ОЛ32/50 20	32	9,0	20	50	1,58	12,8	14,4	20,2	156	11,6	149
ОЛ32/50 25	32	9,0	25	50	1,98	12,8	18	25,3	194	14,6	187
ОЛ32/56 32	32	9,0	32	50	2,54	12,8	23	32,5	249	18,7	240
ОЛ40/64 20	40	12	20	64	2,12	16,3	30	34,6	264	24	278
ОЛ40/64 25	40	12	25	64	2,64	16,3	38	43	329	30	364
ОЛ40/64 32	40	12	32	64	3,38	16,3	48	55,1	421	39	444
ОЛ40/64 40	40	12	40	64	4,28	16,3	60	68,9	527	49,5	515
ОЛ50/80 25	50	15	25	80	3,32	20,4	75	67,7	518	58,5	550
ОЛ50/80 32	50	15	32	80	4,25	20,4	94	86,6	663	75	660
ОЛ50/80 40	50	15	40	80	5,31	20,4	118	108	829	93,5	825
ОЛ50/80 50	50	15	50	80	6,64	20,4	148	135	1035	117	1030
ОЛ64/100 32	64	18	32	100	5,10	25,8	187	131,5	1010	148	1300
ОЛ64/100 40	64	18	40	100	6,40	25,8	232	165	1265	186	1630
ОЛ64/100 50	64	18	50	100	8,00	25,8	200	206	1580	233	2040
ОЛ64/100 64	64	18	64	100	10,20	25,8	370	264	2020	293	2300
ОЛ80/128 40	80	24	40	128	8,5	32,6	482	277	2120	340	2500
ОЛ80/128 50	80	24	50	128	10,7	32,6	603	350	2670	428	2650
ОЛ80/128 64	80	24	64	128	13,7	32,6	775	446	3420	548	3340
ОЛ80/128 80	80	24	80	128	17,1	32,6	965	556	4250	685	4170

П Р И Л О Ж Е Н И Е 2

ОБМОТОЧНЫЕ ПРОВОДА

Т а б л и ц а П 2.1

Номинальные данные обмоточных проводов круглого сечения

Номиналь- ный диаметр провода, мм по меди, мм	Расчетное сечение, мм ²	Масса 1 м медной про- волоки, г	Максимальный наружный диаметр, мм													
			ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭВ-2	ПЭШКО ПЭЛШКС	ПЭВ-1 ПЭТВ	ПЭЛБО	ПВД	ПСД	ПЭТ, КСО					
												4	5	6	7	8
0,03	0,000706	0,0115	0,04	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,04	0,00126	0,0144	0,05	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,05	0,00196	0,0175	0,065	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,06	0,00283	0,0251	0,075	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,07	0,00385	0,0342	0,085	0,085	0,09	0,10	0,12	0,09	—	—	—	—	—	—	—	—
0,08	0,00503	0,0447	0,095	0,105	0,11	0,12	0,14	0,10	—	—	—	—	—	—	—	—
0,09	0,00636	0,0565	0,105	0,115	0,12	0,16	0,15	0,11	—	—	—	—	—	—	—	—
0,10	0,00785	0,0698	0,12	0,125	0,13	0,18	0,18	0,12	—	—	—	—	—	—	—	—
0,11	0,00950	0,0845	0,13	0,135	0,14	0,19	0,19	0,14	—	—	—	—	—	—	—	—
0,12	0,01131	0,101	0,14	0,145	0,15	0,20	0,20	0,15	—	—	—	—	—	—	—	—
0,13	0,01327	0,118	0,15	0,155	0,16	0,21	0,21	0,16	—	—	—	—	—	—	—	—
0,14	0,01539	0,137	0,16	0,165	0,17	0,22	0,22	0,17	—	—	—	—	—	—	—	—
0,15	0,01767	0,157	0,17	0,18	0,19	0,23	0,23	0,19	—	—	—	—	—	—	—	—
0,16	0,02011	0,179	0,18	0,19	0,20	0,24	0,24	0,20	—	—	—	—	—	—	—	—
0,17	0,02270	0,202	0,19	0,20	0,21	0,25	0,25	0,21	—	—	—	—	—	—	—	—
0,18	0,02545	0,226	0,20	0,21	0,22	0,26	0,26	0,22	—	—	—	—	—	—	—	—
0,19	0,02835	0,252	0,21	0,22	0,23	0,27	0,27	0,23	—	—	—	—	—	—	—	—
0,20	0,03142	0,279	0,225	0,23	0,24	0,29	0,29	0,24	—	—	—	—	—	—	—	—
0,21	0,3464	0,308	0,235	0,24	0,25	0,30	0,30	0,25	—	—	—	—	—	—	—	—
0,23	0,041155	0,369	0,255	0,27	0,28	0,32	0,32	0,28	—	—	—	—	—	—	—	—
0,25	0,04909	0,436	0,275	0,29	0,30	0,34	0,34	0,30	—	—	—	—	—	—	—	—
0,27	0,05726	0,509	0,31	0,31	0,32	0,37	0,37	0,32	—	—	—	—	—	—	—	—
0,29	0,6605	0,587	0,33	0,33	0,34	0,39	0,39	0,34	—	—	—	—	—	—	—	—
0,31	0,07548	0,671	0,350	0,35	0,36	0,42	0,42	0,36	—	—	—	—	—	—	—	—
0,33	0,08553	0,760	0,370	0,37	0,38	0,44	0,44	0,38	—	—	—	—	—	—	—	—
0,35	0,09621	0,855	0,390	0,39	0,41	0,46	0,46	0,41	—	—	—	—	—	—	—	—
0,38	0,1134	1,01	0,420	0,420	0,44	0,49	0,49	0,44	0,56	0,61	—	—	—	—	0,70	—
0,41	0,1320	1,11	0,450	0,450	0,47	0,52	0,47	0,59	0,64	0,65	0,65	0,65	0,65	0,65	0,79	—
0,44	0,1521	1,35	0,49	0,48	0,50	0,55	0,50	0,62	0,67	0,68	0,68	0,68	0,68	0,68	0,79	—
0,47	0,1735	1,54	0,52	0,51	0,53	0,58	0,53	0,65	0,70	0,71	0,71	0,71	0,71	0,71	0,79	—
0,49	0,1886	1,68	0,54	0,53	0,55	0,60	0,55	0,67	0,72	0,73	0,73	0,73	0,73	0,73	0,81	—
0,51	0,2043	1,82	0,56	0,56	0,58	0,63	0,58	0,69	0,74	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75	0,83	—
0,53	0,2206	1,96	0,58	0,58	0,60	0,65	0,60	0,71	0,76	0,79	0,79	0,79	0,79	0,79	0,85	—
0,55	0,2376	2,11	0,60	0,60	0,62	0,67	0,62	0,73	0,78	0,81	0,81	0,81	0,81	0,81	0,87	—
0,57	0,2552	2,27	0,62	0,62	0,64	—	0,64	0,75	0,80	0,83	0,83	0,83	0,83	0,83	0,89	—
0,59	0,2734	2,43	0,64	0,64	0,66	0,71	0,66	0,77	0,82	0,85	0,85	0,85	0,85	0,85	0,91	—
0,62	0,3019	2,68	0,67	0,67	0,69	0,74	0,69	0,80	0,85	0,88	0,88	0,88	0,88	0,88	0,94	—
0,64	0,3217	2,86	0,69	0,69	0,72	0,76	0,72	0,82	0,87	0,90	0,90	0,90	0,90	0,90	0,96	—
0,67	0,3526	3,13	0,72	0,72	0,75	0,79	0,75	0,85	0,90	0,93	0,93	0,93	0,93	0,93	0,99	—
0,69	0,3739	3,32	0,74	0,74	0,77	0,81	0,77	0,87	0,92	0,95	0,95	0,95	0,95	0,95	1,00	—
0,72	0,4072	3,60	0,78	0,77	0,8	0,85	0,80	0,92	0,96	0,99	0,99	0,99	0,99	0,99	1,08	—
0,74	0,4301	3,82	0,8	0,8	0,83	0,87	0,83	0,94	0,98	1,01	1,01	1,01	1,01	1,01	1,10	—

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0,77	0,4657	4,14	0,83	0,83	0,86	0,90	0,86	0,97	1,01	1,04	1,13
0,8	0,5027	4,47	0,86	0,86	0,89	0,93	0,89	1,00	1,04	1,07	1,16
0,83	0,5411	4,81	0,89	0,89	0,92	0,96	0,92	1,03	1,07	1,10	1,19
0,86	0,5809	5,16	0,92	0,92	0,95	0,99	0,95	1,06	1,10	1,13	1,22
0,90	0,6362	5,66	0,96	0,96	0,99	1,03	0,99	1,10	1,14	1,17	1,26
0,93	0,6793	6,04	0,99	0,99	1,02	1,06	1,02	1,13	1,17	1,20	1,29
0,96	0,7238	6,44	1,02	1,02	1,05	1,09	1,05	1,16	1,20	1,23	1,32
1,00	0,7854	6,98	1,07	1,08	1,11	1,14	1,11	1,23	1,29	1,29	1,40
1,04	0,8495	7,55	1,12	1,12	1,15	1,18	1,15	1,27	1,33	1,33	—
1,08	0,9161	8,14	1,16	1,16	1,19	1,21	1,19	1,31	1,37	1,37	1,48
1,12	0,9852	8,76	1,20	1,20	1,23	1,26	1,23	1,35	1,41	1,41	—
1,16	1,05680	9,40	1,24	1,24	1,27	1,30	1,27	1,39	1,45	1,45	1,56
1,20	1,1310	10,10	1,28	1,28	1,31	1,34	1,31	1,43	1,49	1,49	—
1,25	1,2272	10,90	1,33	1,36	1,39	1,39	1,36	1,48	1,54	1,54	1,65
1,30	1,3270	11,80	1,38	1,38	1,41	1,44	1,41	1,53	1,59	1,59	—
1,35	1,4314	12,70	1,43	1,43	1,46	1,49	1,46	1,58	1,64	1,64	1,75
1,40	1,5394	13,70	1,48	1,48	1,51	1,54	1,51	1,63	1,69	1,69	—
1,45	1,6513	14,70	1,53	1,53	1,56	1,59	1,56	1,68	1,74	1,74	1,85
1,50	7,7672	15,70	1,58	1,58	1,61	1,66	1,61	1,73	1,79	1,79	—
1,56	1,9113	17,00	1,64	1,64	1,67	1,72	1,64	1,79	1,85	1,85	1,96
1,62	2,0612	18,3	1,71	1,70	1,73	—	1,73	1,85	1,91	1,91	—
1,68	2,217	19,7	1,77	1,76	1,79	—	1,79	1,92	1,98	1,98	—
1,81	2,573	22,9	1,90	1,90	1,93	—	1,93	2,05	2,11	2,11	—
1,88	2,776	24,7	1,97	1,97	2,00	—	2,00	2,12	2,18	2,18	—
1,95	2,987	26,5	2,04	2,04	2,07	—	2,07	2,19	2,25	2,25	—
2,02	3,205	28,5	2,12	2,11	2,14	—	2,14	2,26	2,32	2,32	—
2,10	3,46	30,8	2,20	2,20	2,23	—	2,23	2,34	2,40	2,40	—
2,26	4,012	35,7	2,36	2,36	2,39	—	2,39	—	2,62	2,62	—
2,44	4,676	41,6	2,54	2,54	2,57	—	2,57	—	2,80	2,80	—
2,63	5,433	—	—	—	—	—	—	—	2,99	2,99	—

П Р И Л О Ж Е Н И Е 3 УНИФИЦИРОВАННЫЕ ДРОССЕЛИ

Таблица П3.1

Унифицированные дроссели фильтров

Номер дросселя	Индуктивность дросселя, Г	Ток подмагничивания, А	Сопротивление дросселя, Ом	Номер дросселя	Индуктивность дросселя, Г	Ток подмагничивания, А	Сопротивление дросселя, Ом
1	2	3	4	5	6	7	8
Д1	0,08	0,40	19	Д7	5,0	0,05	1023
Д2	0,16	0,28	35	Д8	0,08	0,56	8,6
Д3	0,3	0,20	55,5	Д9	0,16	0,40	17,3
Д4	0,6	0,14	120	Д10	0,3	0,28	24,0
Д5	1,2	0,10	300	Д11	0,6	0,20	73
Д6	2,5	0,07	455	Д12	1,2	0,14	132

1	2	3	4	5	6	7	8
Д13	2,5	0,10	175	Д42	20	0,1	675
Д14	5,0	0,07	535	Д43	0,08	2,2	1,85
Д15	1,0	0,05	1100	Д44	0,16	1,6	3,8
Д16	0,08	0,8	4,55	Д45	0,3	1,1	6,5
Д17	0,16	0,56	10,6	Д46	0,6	0,8	15
Д18	0,3	0,4	19	Д47	1,2	0,56	30,7
Д19	0,6	0,28	36	Д48	2,5	0,4	46
Д20	1,2	0,2	63	Д49	5	0,28	106
Д21	2,5	0,14	152	Д50	10	0,2	174
Д22	5	0,1	290	Д51	20	0,14	379
Д23	10	0,07	628	Д52	0,01	12,5	0,09
Д24	20	0,05	1050	Д53	0,02	4,4	0,35
Д25	0,08	1,1	3,5	Д54	0,02	1,1	1,54
Д26	0,16	0,8	7	Д55	0,02	0,56	2,4
Д27	0,3	0,56	11,3	Д56	0,0005	18	0,017
Д28	0,6	0,4	29	Д57	1,2	0,8	20
Д29	1,2	0,28	66,5	Д58	40	0,035	2900
Д30	2,5	0,2	125	Д59	0,0043	2,9	0,3
Д31	5	0,14	200	Д60	0,0005	10	0,015
Д32	10	0,1	380	Д61	0,02	3	0,72
Д33	20	0,07	840	Д62	0,05	2,5	0,5
Д34	0,08	1,6	2,6	Д63	0,00125	0,56	0,12
Д35	0,16	1,1	5,3	Д64	0,08	0,1	12
Д36	0,3	0,8	10,54	Д65	0,0025	0,56	0,36
Д37	0,6	0,56	22	Д66	0,05	0,02	0,95
Д38	1,2	0,4	39	Д67	0,002	2	0,25
Д39	2,5	0,28	87	Д68	0,008	1,1	0,7
Д40	5	0,2	185	Д69	0,005	5,6	0,17
Д41	10	0,14	352,7				

П Р И Л О Ж Е Н И Е 4
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Таблица П4.1

Параметры германиевых и кремниевых диодов

Тип диода	$I_{пр.ср.}$	$U_{обр.в}$	$U_{пр.ср.}$	$I_{обр.мА}$	Тип диода	$I_{пр.ср.}$	$U_{обр.в}$	$U_{пр.ср.}$	$I_{обр.мА}$
	макс. А	макс. В	В			макс. А	макс. В	В	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Д226Б	0,3	400	1	0,1	КД102А	0,1	250	1	0,1·10 ⁻³
Д226В	0,3	300	1	0,1	КД102Б	0,1	300	1	0,1·10 ⁻³
Д226Г	0,3	200	1	0,1	КД103А	0,1	50	1	1·10 ⁻³
Д226Д	0,3	100	1	0,1	КД103Б	0,1	50	1,2	3·10 ⁻³
МД217	0,1	800	1	0,075	КД104А	0,01	300	1	0,1
МД218	0,1	1000	1	0,075	КД105Б	0,3	400	1	0,1
МД218А	0,1	1200	1	0,05	КД105В	0,3	600	1	0,1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
КД105Г	0,3	800	1	0,15	КД202Р	5	420	0,9	0,8
2Д108А	0,1	800	1,5	0,15	КД202С	3,5	420	0,9	0,8
2Д108Б	0,1	1000	1,5	0,1	КД203А	10	420	1	1,5
КД109А	0,3	100	1	0,1	БД203Б	10	500	1	1,5
КД109Б	0,3	300	1	0,1	КД203В	10	500	1	1,5
КД109В	0,3	600	1	0,1	КД203Г	10	700	1	1,5
Д229А	0,4	200	1	0,05	КД205А	0,5	500	1	0,1
Д229Б	0,4	400	1	0,05	КД205Б	0,5	400	1	0,1
Д229В	0,4	100	1	0,2	КД205В	0,5	300	1	0,1
Д229Г	0,4	200	1	0,2	КД205Г	0,5	200	1	0,1
Д229Д	0,4	300	1	0,2	КД205Д	0,5	100	1	0,1
Д229Е	0,4	400	1	0,2	КД205Е	0,3	500	1	0,1
Д229Ж	0,7	100	1	0,2	КД205Ж	0,5	600	1	0,1
Д229И	0,7	200	1	0,2	КД205И	0,5	700	1	0,1
Д229К	0,7	300	1	0,2	КД205К	0,7	100	1	0,1
Д229Л	0,7	400	1	0,2	КД205Л	0,7	200	1	0,1
Д242	10	100	1,2	3	КД206А	10	400	1,2	0,7
Д242А	10	100	1	3	КД206Б	10	500	1,2	0,7
Д242Б	5	100	1,5	3	КД206В	10	600	1,2	0,7
Д243	10	200	1,2	3	2Д210А	10	800	1	1,5
Д243А	10	200	1	3	2Д210Б	10	800	1	1,5
Д243Б	5	200	1,5	3	2Д210В	10	1000	1	1,5
Д245	10	300	1,2	3	2Д210Г	10	1000	1	1,5
Д245А	10	300	1	3	Д1004	0,1	2000	5	0,1
Д245Б	5	300	1,5	3	Д1005Б	0,1	4000	10	0,1
Д246	10	400	1,2	3	Д1006А	0,1	6000	11	0,1
Д246А	10	400	1	3	Д1006А	0,5	6000	11	0,1
Д246Б	5	400	1,5	3	Д1007А	0,5	8000	11	0,1
Д247	10	500	1,2	3	Д1008А	0,5	10000	11	0,1
Д247Б	5	500	1,5	3	КЦ105А	0,1	2000	3,5	0,1
Д248Б	5	600	1,5	3	КЦ105Б	0,1	4000	3,5	0,1
2Д201А	5	100	1	3	КЦ105В	0,1	6000	7	0,1
2Д201Б	10	100	1	3	КЦ105Г	0,075	7000	7	0,1
2Д201В	5	200	1	3	КЦ105Д	0,05	8500	7	0,1
2Д201Г	10	200	1	3	КЦ106А	0,01	4000	25	0,01
КД202В	5	70	0,9	0,8	КЦ106А	0,01	6000	25	0,01
КД202Г	3,5	70	0,9	0,8	КЦ106Б	0,01	8000	25	0,01
КД202Ж	5	210	0,9	0,8	КЦ106Г	0,01	10000	25	0,01
КД202И	3,5	210	0,9	0,8	КЦ106Д	0,01	2000	25	0,01

Таблица П4.2

Параметры кремниевых стабилитронов

Тип стабилитрона	Напряжение стабилизации, В	Ток стабилизации, мА	Дифференциальное сопротивление, Ом	Температурный коэффициент %/°С	Максимальная мощность, мВт
1	2	3	4	5	6
Сабисторы					
Д220С	1,5	50	—	—	—
Д223С	1,0	50	—	—	—
7ГЕ1А-С	0,72±10%	0,5—10	50	(-2,5)	—

1	2	3	4	5	6
7ГЕ2А-С	1,44±10%	0,5-10	100	(-5)	—
7ГЕ3А-С	2,1-2,4	1-10	150	(-7,5)	—
Стабилитроны					
КС133А	3-3,7	3-81	65	-0,11	300
КС139А	3,5-4,3	3-70	60	-0,1	300
КС147А	4,1-5,2	3-58	56	-0,9: +0,01	300
КС156А	5,6±10%	3-55	46	-0,05: +0,05	300
КС168А	6,8±10%	3-45	28	-0,06: +0,06	300
2С175А	7,5±5%	3-18	16	±0,04	150
2С182А	8,2±5%	3-17	14	+0,04	150
2С191А	9,1±5%	3-15	18	+0,06	150
КС191М	9,1±5%	5-15	18	±0,005	150
КС196А	9,6±5%	3-20	18	±0,005	200
КС196Б	9,6±5%	3-20	18	±0,0025	200
КС196В	9,6±5%	3-20	18	±0,001	200
КС196Г	9,6±5%	3-20	18	±0,0005	200
КС210Б	9,3-10,7	3-14	22	+0,07	150
КС211Б	11±15%	5-33	15	+0,02	280
КС213Б	12,1-13,9	3-10	25	+0,08	150
2С215Ж	14,2-15,8	0,5-8,3	70	+0,1	125
2С216Ж	15,1-16,9	0,5-7,8	70	+0,1	125
2С218Ж	17-19	0,5-6,9	70	+0,1	125
2С220Ж	19-21	0,5-6,2	70	+0,1	125
2С107А	0,7±10%	1-100	7	(+2)	—
2С113А	1,3±10%	1-100	12	(-3)	—
2С119А	1,9±10%	1-100	15	(-4)	—
Д814А	7-8,5	3-40	6	+0,07	340
Д814Б	8-9,5	3-36	10	+0,08	340
Д814В	9-10,5	3-32	12	+0,09	340
Д814Г	10-12	3-29	15	+0,95	340
Д814Д	11,5-14	3-24	18	+0,95	340
Д818А	9-11,25	3-33	25	+0,023	300
Д818Б	6,75-9	3-33	25	-0,023	300
Д818В	7,2-10,8	3-33	25	+0,011	300
Д818Г	7,65-10,35	3-33	25	+0,006	300
Д818Д	9±15%	3-33	25	+0,002	300
Д818Е	9±15%	3-33	25	+0,001	300
КС520В	20±5%	3-22	120	±0,01	500
КС531В	31±5%	3-15	50	±0,005	500
КС533А	33±10%	3-17	40	+0,1	640
КС547В	47±5%	3-10	280	±0,01	500
КС568В	68±5%	3-10	400	±0,01	720
КС596В	96±5%	3-7	560	±0,01	720
2С600А	95-105	1-8,1	450	+0,12	1000
Д815А	5,05-6,15	50-1300	39	(+6)	8000
Д815Б	6,1-7,5	50-1150	27	(+6)	8000
Д815В	7,38-9,03	50-950	15	(+9)	8000
Д815Г	9-11	25-800	27	(±10)	8000
Д815Д	10,8-13,2	25-650	39	(+11)	8000
Д815Е	13,5-16,5	25-500	47	(+13)	8000
Д815Ж	16,2-19,8	25-400	56	(+14)	8000
Д815И	4,7±15%	50-1400	39	(±6)	8000
Д816А	22±15%	10-230	10	+0,15	—
Д816Б	27±15%	10-180	12	+0,15	—

1	2	3	4	5	6
Д816В	33±15%	20—150	15	+0,15	—
Д816Г	39±15%	10—130	18	+0,15	—
Д816Д	47±15%	10—110	22	+0,15	—
Д817А	56±15%	5—90	47	+0,18	5000
Д817Б	68±15%	5—75	56	+0,18	5000
Д817В	82±15%	5—60	68	+0,18	5000
Д817Г	100±15%	5—50	82	+0,18	5000
СК-50 5,6/4000	5,6	4000	0,6	+0,0004	50·10 ³
СК-50 10/3000	10	3000	1,8	+0,0008	50·10 ³
СК-50 22/2000	22	2000	5,0	+0,0012	50·10 ³
СК-50 51/800	51	800	14	+0,0014	50·10 ³
СК-50 110/400	110	400	45	+0,0015	50·10 ³
СК-50 220/200	220	200	80	+0,0015	50·10 ³
СК-50 400/200	400	150	120	+0,0015	50·10 ³

Таблица П4.3

Параметры маломощных транзисторов (р-п-р)

Тип транзистора	$U_{к.э. макс.}$ В	$I_{к. макс.}$ мА	$P_{к. макс.}$ мВт	$h_{21э}$	$I_{к. б0}$	Диапазон рабочих температур, °С
МП20	30	(300)	150	50—150	50	-60÷+70
МП21	35	(300)	150	20—60	50	-60÷+70
МП21Б	40	(300)	150	20—80	50	-60÷+70
МП25	40	(300)	200	13—25	75	-60÷+70
МП25Б	40	(400)	200	30—80	75	-60÷+70
МП26	70	(300)	200	13—25	75	-60÷+70
МП26Б	70	(400)	200	30—80	75	-60÷+70
МП39	15	20(150)	150	12	15	-60÷+70
МП40	15	20(150)	150	20—40	15	-60÷+70
МП40А	30	20(150)	150	20—40	15	-60÷+70
МП41	15	20(150)	150	30—60	15	-60÷+70
МП42А	15	(150)	200	30—50	25	-60÷+70
ГТ101	15	10	50	30—60	15	-60÷+70
ГТ115А	20	30	50	20—80	40	-20÷+45
ГТ116А	30	50(300)	150	15—65	30	-60÷+70
ГТ108А	10	50	750	20—50	10	-40÷+55
ГТ109А	6	20	30	20—50	5	-30÷+55
МП104	60	10(50)	150	9	—	-60÷+120
МП105	30	10(50)	150	9—45	—	-60÷+120
МП106	15	10(50)	150	15—100	—	-60÷+120
КТ104А	30	50	150	9—36	1	-60÷+100
КТ120А	60	10(20)	10	20—200	0,5	-10÷+55
КТ203А	60	10(50)	150	9	1	-60÷+125
П416	20	25(120)	100	25—80	3	—
ГТ308А	20	50(120)	150	20—75	5	—
ГТ313А	12	30	100	20—250	5	—
ГТ320А	20	150(300)	200	20—80	10	—
ГТ321А	50	200	160	20—60	500	—

Таблица П4.4
 Параметры маломощных транзисторов (n-p-n)

Тип транзистора	$U_{к.э. макс.}$ В	$I_{к. макс.}$ ($I_{к. и. макс.}$), мА	$P_{к. макс.}$ мВт	$h_{21э}$	$I_{к. б0}$	Диапазон рабочих температур, °С
МП35	15	20(150)	150	13—125	30	-60 ÷ +60
МП36А	15	20(150)	150	15—45	30	-60 ÷ +60
МП37	15	20(150)	150	15—30	30	-60 ÷ +60
МП37А	30	20(150)	150	15—30	30	-60 ÷ +60
МП38	15	20(150)	150	25—55	30	-60 ÷ +60
МП111	20	20(100)	150	20—25	—	-55 ÷ +100
МП112	10	20(100)	150	15—45	—	-55 ÷ +100
МП113	10	20(100)	150	15—45	—	-55 ÷ +100
МП101	20	20(100)	150	10—25	—	-60 ÷ +120
МП102	10	20(100)	150	15—45	—	-60 ÷ +120
2ТМ103А	120	15(60)	75	16—50	7,5	-60 ÷ +125
КТ201А	20	20(100)	150	20—60	1	-60 ÷ +125
2Т201А	20	20(100)	150	20—60	0,5	-60 ÷ +125
2Т205А	250	40	40	10—40	—	-60 ÷ +125
П307	80	30(120)	250	16—50	3	-60 ÷ +120
П308	120	15(120)	250	30—90	3	-60 ÷ +120
П309	120	30(120)	250	16—50	3	-60 ÷ +120
ГТ311Е	12	50	150	15—80	10	—
ГТ323А	20	(1000)	250	20—60	30	—
ГТ329А	10	20	50	15—300	5	—
КТ301Б	30	10	150	10—32	10	—
КТ306А	10	30(50)	150	20—60	0,5	—
КТ312Б	35	30(60)	225	25—100	10	—
КТ315В	40	100	150	20—90	1	—
КТ325А	15	60	225	30—90	0,5	—
КТ339А	25	25	250	25	1	—
КТ342А	30	50(300)	250	100—250	0,05	—
КТ342Г	60	50(300)	250	50—125	0,05	—
КТ358Б	30	30(60)	100	25—100	10	—
КТ369А	45	250(400)	50	20—100	10	—

Таблица П4.5
 Параметры транзисторов средней мощности (p-n-p)

Тип транзистора	$U_{к.э. макс.}$ В	$I_{к. макс.}$ ($I_{к. и. макс.}$), А	$P_{к. макс.}$ Вт	$h_{21э}$	$I_{к. б0}$, мА	$R_{т.}$ °С/Вт	$\theta_{пер. макс.}$ °С
1	2	3	4	5	6	7	8
ГТ402Д	25	0,5	0,6	30—80	0,025	100	85
ГТ402Е	25	0,5	0,6	60—150	0,025	100	85
ГТ402Ж	40	0,5	0,6	30—80	0,025	100	85
ГТ403И	40	0,5	0,6	60—150	0,025	100	85
ГТ403А	30	1,25	—	20—60	0,05	100	85
ГТ403Б	30	1,25	—	50—150	0,05	100	85
ГТ403В	45	1,25	—	20—60	0,05	100	85

1	2	3	4	5	6	7	8
ГТ403Ж	60	1,25	—	20—60	0,07	100	85
ГТ405А	25	0,5	0,6	30—80	0,025	100	85
ГТ405Б	25	0,5	0,6	60—150	0,025	100	85
ГТ405В	40	0,5	0,6	30—80	0,025	100	85
ГТ405Г	40	0,5	0,6	60—150	0,025	100	85
П601И	25	(1,5)	0,5	20	0,2	50	85
П601АИ	25	(1,5)	0,5	40—100	0,1	50	85
П601БИ	30	(1,5)	0,5	80—200	0,13	50	85
П602И	30	(1,5)	0,5	40—100	0,1	50	85
П602АИ	30	(1,5)	0,5	80—200	0,13	50	85
П605	40	(1,5)	0,5	20—60	0,3	—	85
П605А	40	(1,5)	0,5	40—120	0,3	—	85
П606	25	(1,5)	0,3	20—60	0,3	—	85
П606А	25	(1,5)	0,3	40—120	0,3	—	85
П607	25	0,3(0,6)	1,5	20—80	0,3	—	85
П607А	25	0,3(0,6)	1,5	60—200	0,3	—	85
П608	25	0,3(0,6)	1,5	40—120	0,3	—	85
П608А	25	0,3(0,6)	1,5	80—240	0,3	—	85
П608Б	25	0,3(0,6)	1,5	40—120	0,3	—	85

Таблица П4.6

Параметры транзисторов средней мощности (п-р-п)

Тип тран- зистора	$U_{к.э. макс.}$ В	$I_{к. макс.}$ ($I_{к.н макс.}$), А	$P_{к. макс.}$ Вт	$h_{21э}$	$I_{к. б0.}$ МА	$R_{т.}$ °С/Вт	$\theta_{пер. макс.}$ °С
ГТ404А	25	0,5	0,6	30—80	0,025	100	85
ГТ404Б	25	0,5	0,6	60—150	0,025	100	85
ГТ404В	40	0,5	0,6	30—80	0,025	100	85
ГТ404Г	40	0,5	0,6	60—150	0,025	100	85
КТ601А	100	0,03	0,25	16	0,5	—	150
КТ602А	100	0,075(0,5)	0,85	20—80	0,07	150	120
КТ602Б	100	0,075(0,5)	0,85	50	0,07	150	120
КТ602В	70	0,075(0,5)	0,85	15—80	0,07	150	120
КТ602Г	70	0,075(0,5)	0,85	50	0,07	150	120
КТ603А	30	0,3(0,6)	0,5	10—80	0,01	200	120
КТ603Б	30	0,3(0,6)	0,5	60	0,01	200	120
КТ603В	15	0,3(0,6)	0,5	10—80	0,005	200	120
КТ603Г	15	0,3(0,6)	0,5	60	0,005	200	120
КТ603Д	10	0,3(0,6)	0,5	20—80	0,001	200	120
КТ603Е	10	0,3(0,6)	0,5	60—200	0,001	200	120
КТ604А	250	0,2	0,8	10—40	0,05	150	150
КТ604Б	250	0,2	0,8	30—120	0,05	150	150
КТ605А	250	(0,2)	0,4	10—40	0,1	300	150
КТ605Б	250	(0,2)	0,4	30—120	0,1	300	150
КТ606А	60	0,4(0,8)	2,5	—	1,5	—	120
КТ606Б	60	0,4(0,8)	2,5	—	1,5	—	120
КТ608А	60	0,4(0,8)	0,5	20—80	0,01	200	120
КТ608Б	60	0,4(0,8)	0,5	40—160	0,01	200	120
КТ611А	180	0,1	0,8	10—40	0,2	150	150
КТ611Б	180	0,1	0,8	30—120	0,2	150	150
КТ611В	150	0,1	0,8	10—40	0,2	150	150
КТ611Г	150	0,1	0,8	30—120	0,2	150	150
КТ618А	250	0,1	0,5	30	0,05	200	150

Таблица П4.7
 Параметры транзисторов большой мощности (р-п-р)

Тип тран- зистора	$U_{к.э.макс.}$ В	$I_{к.макс.}$ ($I_{к.и.макс.}$), [$I_{к.нас.макс.}$] А	$P_{к.макс.}$ Вт	$h_{21Э}$	$I_{к.бо.}$ мА	$R_{Т.}$ °С/Вт	$\theta_{пер.макс.}$ °С
ГТ806А	75	[5]	30	10—100	—	—	85
ГТ806Б	100	[15]	30	10—100	—	—	85
ГТ806В	120	[15]	30	10—100	—	—	85
ГТ806Г	50	[15]	30	10—100	—	—	85
ГТ806Д	140	[15]	30	10—100	—	—	85
ГТ810А	200	10	15	1,5	20	50	85
1Т901А	50	10	15	20—50	8	—	85
1Т901Б	40	10	15	40—100	8	—	85
ГТ905А	75	3(7)	6	35—100	2	50	85
ГТ905Б	60	3(7)	6	35—100	2	50	85
1Т906А	75	10	15	30—150	8	—	85
1Т910А	32	10(20)	35	50—320	6	—	85
П210А	65	12	60	15	15	40	70
П210Ш	65	9	60	15—60	15	40	70
П213	40	5	10	20—50	0,15	35	85
П213А	30	5	10	20	1,0	35	85
П214	55	5	10	20—60	0,3	35	85
П215	70	5	10	20—150	0,3	35	85
П216	40	7,5	30	18	0,5	35	85
П216Д	50	7,5	24	15—30	2	35	85
П217	60	7,5	30	15	0,5	35	85
П217А	60	7,5	30	20—60	0,5	35	85
ГТ701	55	12	50	10	6	—	85
ГТ702А	60	30	150	15—100	12	10	85
ГТ703А	20	3,5	15	30—70	0,5	30	85
ГТ703Д	40	3,5	15	20—45	0,5	30	85

Таблица П4.8
 Параметры транзисторов большой мощности (п-р-п)

Тип тран- зистора	$U_{к.э.макс.}$ В	$I_{к.макс.}$ ($I_{к.и.макс.}$), А	$P_{к.макс.т.}$ Вт	$h_{21Э}$	$I_{к.бо.}$ мА	$R_{Т.}$ °С/Вт	$\theta_{пер.макс.}$ °С
1	2	3	4	5	6	7	8
2Т704А	500	2,5(4)	15	10—100	5	—	125
2Т704Б	400	2,5(4)	15	10—100	5	—	125
П701А	60	0,5(1)	10	15—60	0,1	85	150
П702А	60	2	40	10	2,5	85	150
КТ801А	80	2	5	13—50	1,0	—	150
КТ802А	130	5	50	15	60	—	150
КТ803А	60	10	60	10—70	5	—	150
КТ805А	135	5(8)	30	15	—	—	150
КТ807А	100	0,5(1,5)	10	15—45	15	—	150
КТ807Б	100	0,5(1,5)	10	30—100	15	—	150
КТ808А	120	10	50	10—50	—	—	150
2Т809А	400	3(5)	40	15—100	—	—	150
КТ902А	110	5	30	15	—	—	150
КТ903А	60	3(10)	30	15—70	—	—	115

1	2	3	4	5	6	7	8
КТ904А	60	0,8(1,5)	5	—	—	—	120
КТ907А	60	1(3)	13,5	—	—	—	120
КТ908А	100	10	50	8—60	—	—	150
КТ909А	60	2(4)	27	—	—	—	150
КТ909Б	60	4(8)	54	—	—	—	150
КТ911А	40	0,4	3	—	—	—	120
КТ911Б	40	0,4	3	—	—	—	120
2Т912А	70	20	30	10—50	—	—	120
2Т912Б	70	20	30	20—100	—	—	120
2Т917А	150	10(15)	500	20—60	—	—	150

П Р И Л О Ж Е Н И Е 5

КОНДЕНСАТОРЫ И РЕЗИСТОРЫ

Таблица П5.1

Шкала номинальных емкостей конденсаторов

Номинальные емкости конденсаторов, мкФ, при допуске, %								
±5	±10	±20	±5	±10	±20	±5	±10	±20
0,010	0,010	0,010	0,068	0,068	0,068	2,2	2,2	2,2
0,012	0,012	—	0,082	0,082	—	3,3	3,3	3,3
0,015	0,015	0,015	0,10	0,10	0,10	4,7	4,7	4,7
0,018	0,017	—	0,15	0,15	0,15	6,8	6,8	6,8
0,022	0,022	0,022	0,22	0,22	0,22	10	10	10
0,027	0,027	—	0,33	0,33	0,33	15	15	15
0,033	0,033	0,033	0,47	0,47	0,47	22	22	22
0,039	0,039	—	0,68	0,68	0,68	33	33	33
0,047	0,047	0,047	1,0	1,0	1,0	47	47	47
0,056	0,056	—	1,5	1,5	1,5	68	68	68

Примечание. Электролитические конденсаторы выпускаются с номинальными емкостями в 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000, 5000 мкФ.

Таблица П5.2

Конденсаторы электролитические типа К50-3Б

Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ	Допустимое амплитудное значение переменной составляющей, %, от номинального напряжения ¹ на частотах, Гц				
		50	100	400	1000	2400
1	2	3	4	5	6	7
6	50, 100	10	7,7	3,5	2,2	0,2
	200, 500, 1000		6	4,2	2,1	1,3

1	2	3	4	5	6	7
12	20, 50, 100 200, 500, 1000, 2000	10 6	7,7 4,2	3,5 2,1	2,2 1,3	0,2 0,12
25	10, 20 50, 100 200, 500, 1000	15 10 6	10,5 7,7 4,2	5,3 3,5 2,1	3,3 2,2 1,3	0,3 0,2 0,12
50	10, 20 50, 100 200	15 10 6	10,5 7,7 4,2	5,3 3,5 2,1	3,3 2,2 1,3	0,3 0,2 0,12
100	10, 20 50, 100, 200	10 6	7,7 4,2	3,5 2,1	2,2 1,3	0,2 0,12
160	2, 5, 10, 20 50, 200	10 6	7,7 4,2	3,5 2,1	2,2 1,3	0,2 0,12
250	20, 50	6	4,2	2,1	1,3	0,12
300	5, 10, 20 50	10 6	7,7 4,2	3,5 2,1	2,2 1,3	0,2 0,12
350	2, 5, 10, 20	10	7,7	3,5	2,2	0,2
450	2, 5, 10, 20	10	7,7	3,5	2,2	0,2

¹ Здесь и в табл. П5.3 и П5.5 сумма амплитудных значений переменной и постоянной составляющих напряжения не должна превышать номинального напряжения.

Таблица П5.3

Конденсаторы оксидно-полупроводниковые типа К53-1

Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ	Допустимое амплитудное значение переменной составляющей, %, от номинального напряжения на частотах, Гц					
		50	500	1000	5000	10 000	20 000
1	2	3	4	5	6	7	8
6	0,1; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47; 0,68 1; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15, 22, 33, 47, 68, 100	40 20	10 5	7 3,5	2,5 1,25	1,6 0,8	1,1 0,5

1	2	3	4	5	6	7	8
10	0,1; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47; 0,68	40	10	7	2,5	1,6	1,1
15	0,068; 0,1; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10, 15, 22, 33, 47, 68	40 20	10 5	7 3,5	2,5 1,25	1,6 0,8	1,1 0,5
20	0,047; 0,068; 0,1; 0,15; 0,22; 1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22; 33; 47	20	5	3,5	1,25	0,8	0,5
30	0,033; 0,047; 0,068; 0,1; 0,15 1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15; 22; 33	40 20	10 5	7 3,5	2,5 1,25	1,6 0,8	1,1 0,5

Таблица П5.4

Конденсаторы электролитические типа К50-6

Номинальная емкость, мкФ	Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ	Номинальное напряжение, В
1; 5; 10; 20; 50; 100; 200; 500; 1000; 2000	15	1; 2; 10; 20	100
1; 5; 20; 50; 200; 500; 1000; 4000	25	1; 2; 5; 10	160
1; 5; 10; 20; 100; 200	20		

Таблица П5.5

Металлобумажные конденсаторы

Тип	Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ	Допустимое значение переменной составляющей, %, от номинального напряжения на частотах, Гц				
			50	100	400	1000	5000
1	2	3	4	5	6	7	8
МБГО	160 300 400	2, 4, 10, 20, 30 1, 2, 4, 10, 20, 30 1, 2, 4, 10, 20	20	15	10	5	3

1	2	3	4	5	6	7	8
МБГО	500 600	0,5; 1; 2, 4, 10, 20 0,25; 0,5; 1, 2, 4, 10	20	15	10	5	3
ОМБГ	200 400 600	4, 10, 15, 25 1, 2, 4, 10 1, 2, 4	20	15	10	5	3
ОМБГ	1000 1500	0,5; 1; 2 0,25; 0,5; 1, 2	20	15	10	5	3
МБГЧ	250 500 750 1000	0,5; 1; 2; 4; 10 0,25; 0,5; 1; 2; 4 0,25; 0,5; 1; 2 0,25; 0,5; 1	100	75	55	20	4
МБМ	160 250 500 750 1000 1500	0,05; 0,1; 0,25; 1; 0,5 0,05; 0,1; 0,25; 0,5; 1 0,025; 0,05; 0,1; 0,25 0,01; 0,025; 0,05; 0,1 0,01; 0,025; 0,05; 0,1 0,005; 0,01; 0,025	20	15	10	5	2

Таблица П5.6

Шкала номинальных величин резисторов

$\Delta R, \%$	Величины резисторов, Ом, кОм, МОм
± 5	1,0; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1
± 10	1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2
± 20	1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8

Примечание. Проволочные резисторы имеют номинальные значения сопротивлений от 0,1 Ом до 10 МОм.

Таблица П5.7

Резисторы постоянные непроволочные

Тип	Допустимая мощность рассеяния, Вт	Пределы сопротивлений	Наибольшее рабочее напряжение, В	Температурный коэффициент, Ом/°С
ОВС-0,25	0,25	27 Ом — 10 кОм 11 — 910 кОм 1 — 5,1 МОм	350 350 350	$-6 \cdot 10^{-4}$ $-8 \cdot 10^{-4}$ $-12 \cdot 10^{-4}$
ОВС-0,5	0,5	27 Ом — 10 кОм 11 — 910 кОм 1 — 5,1 МОм	500 500 500	$-6 \cdot 10^{-4}$ $-7 \cdot 10^{-4}$ $-12 \cdot 10^{-4}$
ОВС-1	1,0	47 Ом — 10 кОм 11 — 910 кОм 1 — 10 МОм	700 700 700	$-6 \cdot 10^{-4}$ $-7 \cdot 10^{-4}$ $-12 \cdot 10^{-4}$
ОВС-2	2,0	47 Ом — 10 кОм 11 — 910 кОм 1 — 10 МОм	1000 1000 1000	$-6 \cdot 10^{-4}$ $-7 \cdot 10^{-4}$ $-12 \cdot 10^{-4}$
ОВС-5	5	47 Ом — 10 МОм 11 кОм — 10 МОм	1500 1500	$-5 \cdot 10^{-4}$ $-10 \cdot 10^{-4}$
ОВС-10	10	47 Ом — 10 МОм 11 кОм — 10 МОм	3000 3000	$-5 \cdot 10^{-4}$ $-10 \cdot 10^{-4}$
ОМЛТ-0,125	0,125	100 Ом — 1,1 МОм	250	$\pm 1 \cdot 10^{-3}$
ОМЛТ-0,25	0,25	100 Ом — 2,0 МОм	250	$\pm 1 \cdot 10^{-3}$
ОМЛТ-0,5	0,5	100 Ом — 5,1 МОм	350	$\pm 1 \cdot 10^{-3}$
ОМЛТ-1	1,0	100 Ом — 10 МОм	500	$\pm 1 \cdot 10^{-3}$
ОМЛТ-2	2,0	100 Ом — 10 МОм	750	$\pm 1 \cdot 10^{-3}$
УЛИ-0,1	0,1	1 Ом — 500 кОм	200	$-5 \cdot 10^{-4}$
УЛИ-0,25	0,25	1 — 9,86 Ом 10 Ом — 1 МОм	350	$-3 \cdot 10^{-4}$ $-10 \cdot 10^{-4}$
УЛИ-0,5	0,5	0,75 — 9,85 Ом 10 Ом — 1 МОм	500	$-3 \cdot 10^{-4}$ $-10 \cdot 10^{-4}$
УЛИ-1	1,0	1 — 9,85 Ом 10 Ом — 1 МОм	700	$-3 \cdot 10^{-4}$ $-10 \cdot 10^{-4}$

Таблица П5.8
Резисторы постоянные проволочные

Тип	Допустимая мощность рассеяния, Вт	Пределы сопротивлений	Наибольшее рабочее напряжение, В	Температурный коэффициент, Ом/°С
ПКВ-0,5	0,5	1 Ом — 270 кОм	300	+2.10 ⁻⁴
ПКВ-1	1	1 Ом — 560 кОм	300	+2.10 ⁻⁴
ПКВ-1А	1	620 кОм — 1 МОм	300	+2.10 ⁻⁴
ПКВ-2	2	20 Ом — 1 МОм	500	+2.10 ⁻⁴
ПКВ-5	5	51 Ом — 1 МОм	500	+2.10 ⁻⁴
ПТМН-0,5	0,5	68 Ом — 300 кОм	400	+1,5.10 ⁻⁴
ПТМН-1	1	110 Ом — 1 МОм	400	+1,5.10 ⁻⁴
ПТМК-0,5	0,5	1 Ом — 62 Ом	400	+1.10 ⁻⁴
ПТМК-1	1,0	1 Ом — 100 Ом	400	+1.10 ⁻⁴
С5-5-1	1	1 Ом — 10 кОм	400	±(0,5÷1,5).10 ⁻⁴
С5-5-2	2	2 Ом — 30 кОм	400	±(0,5÷1,5).10 ⁻⁴
С5-5-5	5	5,1 Ом — 75 кОм	400	±(0,5÷1,5).10 ⁻⁴
С5-5-8	8	10 Ом — 100 кОм	400	±(0,5÷1,5).10 ⁻⁴
С5-5-10	10	10 Ом — 100 кОм	400	±(0,5÷1,5).10 ⁻⁴
ОПЭВ-3	3	3 Ом — 510 Ом	600	+2,4.10 ⁻⁴
ОПЭВ-7,5	7,5	1 Ом — 3,3 кОм	600	+2,4.10 ⁻⁴
ОПЭВ-10	10	1,8 Ом — 10 кОм	600	+2,4.10 ⁻⁴
ОПЭВ-15	15	3,9 Ом — 15 кОм	600	+2,4.10 ⁻⁴
ОПЭВ-25	25	10 Ом — 24 кОм	600	+2,4.10 ⁻⁴
ОПЭВ-50	50	18 Ом — 51 кОм	600	+2,4.10 ⁻⁴
ОПЭВ-75	75	47 Ом — 56 кОм	600	+2,4.10 ⁻⁴
ОПЭВ-100	100	47 Ом — 56 кОм	600	+2,4.10 ⁻⁴

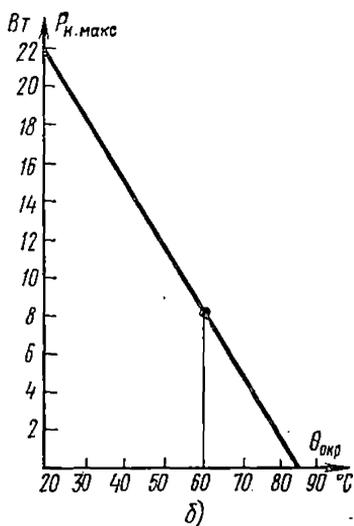
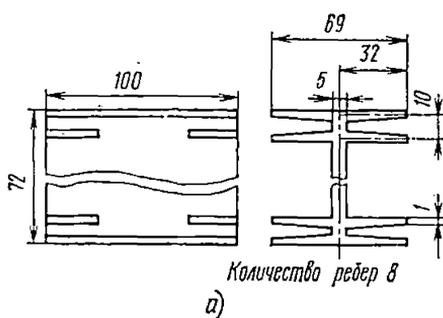
Таблица П5.9
Резисторы переменные

Тип	Допустимая мощность рассеяния, Вт	Пределы сопротивлений	Наибольшее рабочее напряжение, В
СПО-0,5	0,5	100 Ом — 4,7 МОм	250
СПО-1	1	47 Ом — 4,7 МОм	350
СПО-2	2	47 Ом — 4,7 МОм	600
СП5-1	1	100 Ом — 10 кОм	300
СП5-2	1	100 Ом — 47 кОм	300
СП5-3	1	100 Ом — 47 кОм	300
ППЗ-40-47	3	10 Ом — 20 кОм	400
ППБ-1	1	100 Ом — 10 кОм	300
ППБ-2	2	100 Ом — 10 кОм	400
ППБ-3	3	4,7 Ом — 22 кОм	400
ППБ-15	15	2,2 Ом — 47 кОм	500
ППБ-25	25	2,2 Ом — 47 кОм	500
ППБ-50	50	2,2 Ом — 47 кОм	500
РП-25	25	18 Ом — 2 кОм	250
РП-80	80	50 Ом — 2 кОм	250
СП-7,75	75	10 Ом — 10 кОм	500
СП-7;100	100	10 Ом — 10 кОм	500

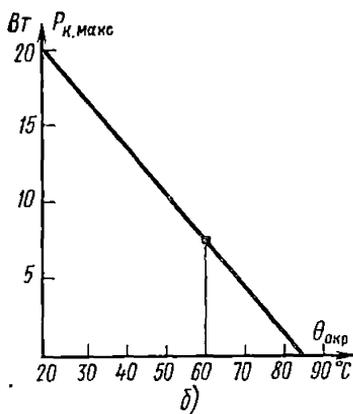
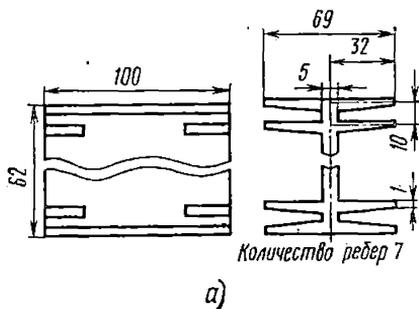
ПРИЛОЖЕНИЕ 6

РАДИАТОРЫ

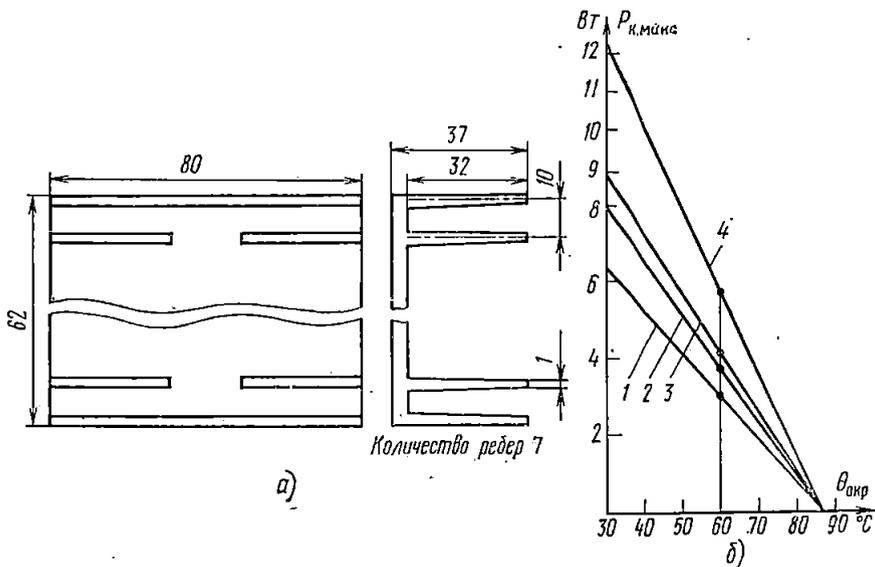
На рис. П6.1—П6.11 показаны радиаторы транзисторов различных марок (а) и тепловые характеристики (б)



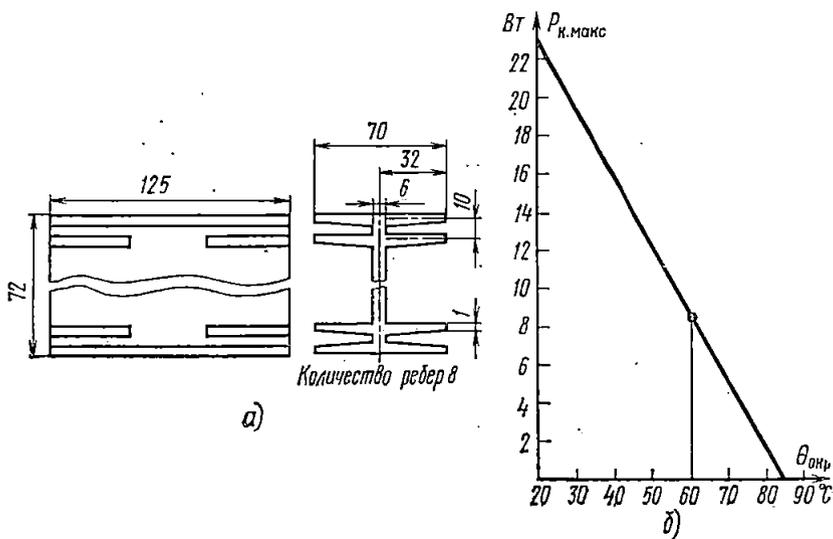
П6.1. Транзистор-П210



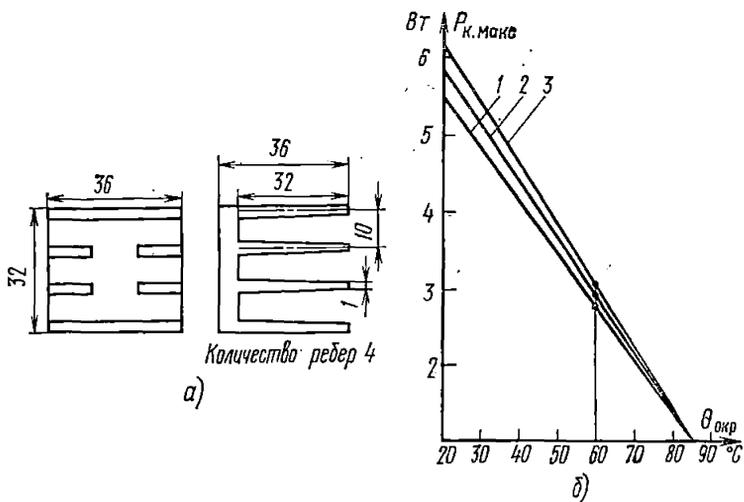
П6.2. Транзистор П210



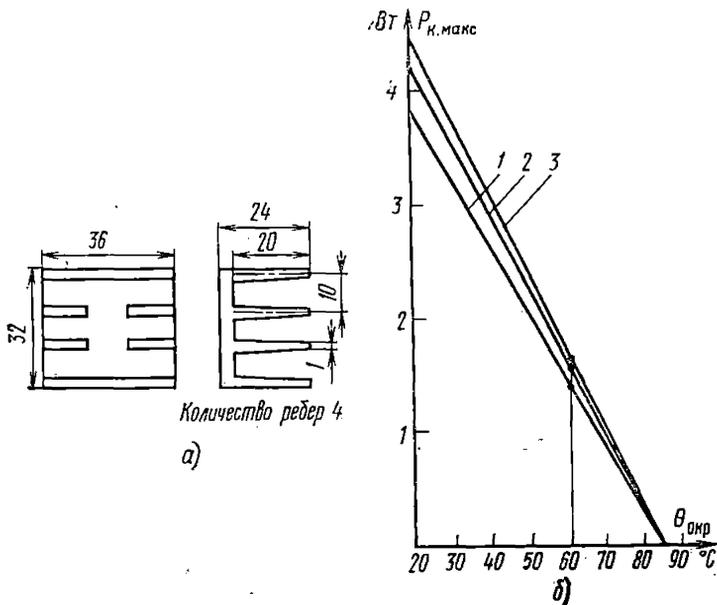
П6.3. Транзисторы П214, П217, П216, П210



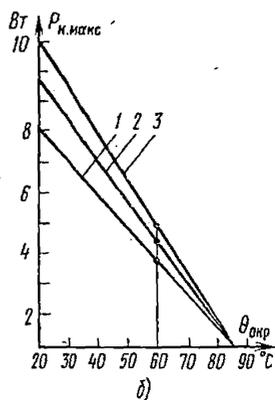
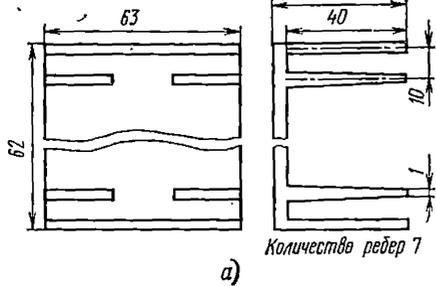
П6.4. Транзистор П210



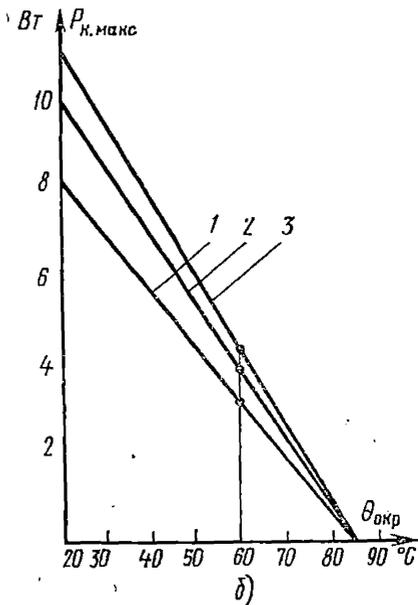
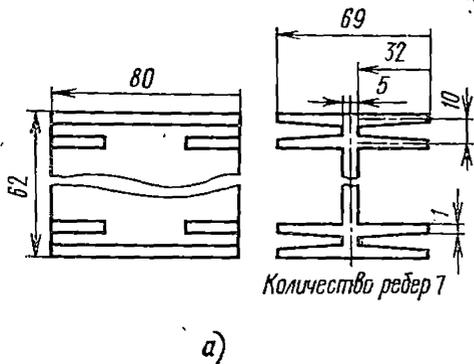
П6.5. Транзисторы П214, П217, П216



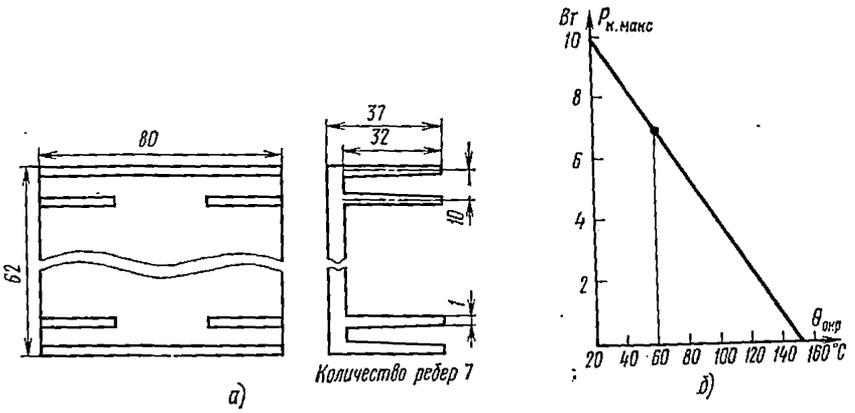
П6.6. Транзисторы П214, П217, П216



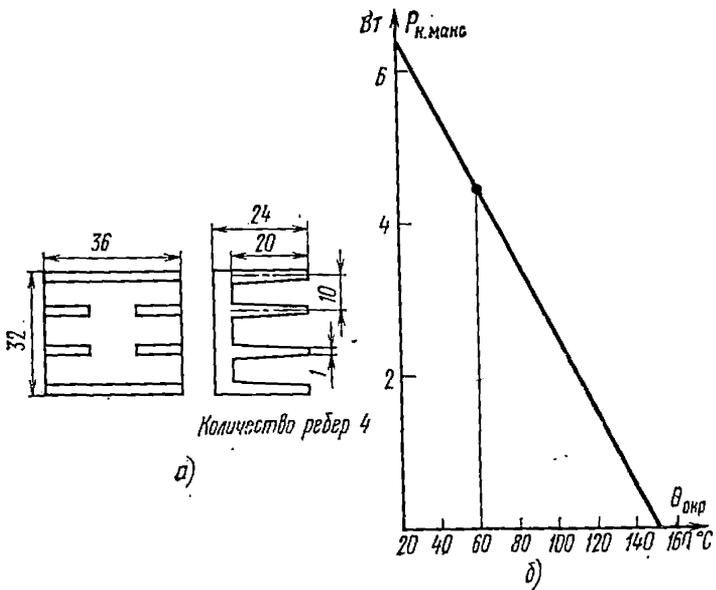
П6.7. Транзисторы П214, П217, П216



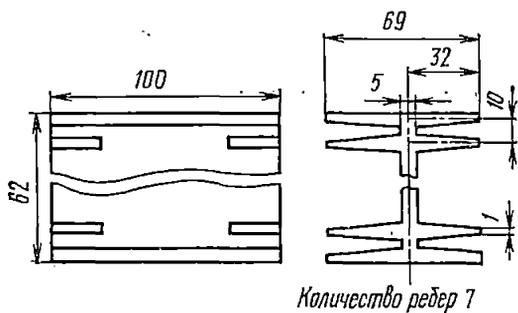
П6.8. Транзисторы П214, П217, П216



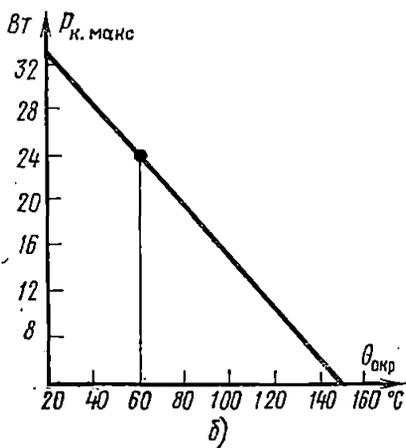
П6.9. Транзистор П701



П6.10. Транзистор П701



а)



П6.11. Транзистор 2Т803А

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Александров Ф. И., Сиваков А. Р. Импульсные полупроводниковые преобразователи и стабилизаторы постоянного напряжения. Л.: Энергия, 1970.
2. Бальян Р. X. Трансформаторы для радиоэлектроники. М.: Советское радио, 1971.
3. Векслер Г. С. Электропитание спец аппаратуры. Киев: Вища школа, 1975.
4. Иванов-Цыганов А. И. Электротехнические устройства радиосистем. М.: Высшая школа, 1973.
5. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Под ред. С. Д. Додика и Е. И. Гальперина. М.: Советское радио, 1969.
6. Китаев В. Е., Бокуняев А. А. Проектирование источников электропитания устройств связи. М.: Связь, 1972.
7. Китаев В. Е., Бокуняев А. А., Колканов М. Ф. Электропитание устройств связи. М.: Связь, 1975.
8. Коссов О. А. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключения. М.: Энергия, 1971.
9. Краткий справочник конструктора РЭА. Под ред. Р. Г. Варламова. М.: Советское радио, 1972.
10. Пляц О. М. Справочник по электровакуумным, полупроводниковым приборам и интегральным схемам. Минск, Высшая школа, 1976.
11. Проектирование источников электропитания радиоаппаратуры. М.: Энергия, 1967.
12. Ромаш Э. М. Транзисторные преобразователи в устройствах питания радиоэлектронной аппаратуры. М.: Энергия, 1975.
13. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. Под ред. Н. Н. Горюнова. Изд. 4-е. М.: Энергия, 1976.
14. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.: Энергия, 1967.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
Глава первая. Трансформаторы	5
1.1. Конструкция трансформаторов	5
1.2. Расчет трансформаторов малой мощности	12
1.3. Особенности расчета высоковольтных трансформаторов	26
1.4. Порядок расчета трансформатора малой мощности	27
Глава вторая. Выпрямители	34
2.1. Основные параметры выпрямителей	34
2.2. Основные параметры вентилях	36
2.3. Схемы выпрямителей	40
2.4. Работа выпрямителя на активную нагрузку	42
2.5. Работа выпрямителя на индуктивную нагрузку	48
2.6. Расчет выпрямителя, работающего на активную и индуктивную нагрузку	54
2.7. Работа выпрямителя на емкостную нагрузку	57
2.8. Расчет выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку	63
Глава третья. Сглаживающие фильтры	69
3.1. Общие сведения	69
3.2. Расчет индуктивно-емкостных фильтров	71
3.3. Расчет активно-емкостных фильтров	75
3.4. Электронные фильтры	76
3.5. Примеры расчета сглаживающих фильтров	83
Глава четвертая. Стабилизаторы напряжения	87
4.1. Классификация стабилизаторов и их основные параметры	87
4.2. Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения	90
4.3. Транзисторные стабилизаторы постоянного напряжения с непрерывным регулированием	105
4.4. Расчет транзисторных стабилизаторов постоянного напряжения с непрерывным регулированием	116
4.5. Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения	142
4.6. Расчет импульсных стабилизаторов постоянного напряжения	148
Глава пятая. Транзисторные преобразователи напряжения	175
5.1. Схемы транзисторных преобразователей	175
5.2. Расчет преобразователей постоянного напряжения	181
Приложение 1. Типы магнитопроводов	187
Приложение 2. Обмоточные провода	193
Приложение 3. Унифицированные дроссели	194
Приложение 4. Полупроводниковые приборы	195
Приложение 5. Конденсаторы и резисторы	202
Приложение 6. Радиаторы	208
Список литературы	214

ИБ № 266

*Валентин Евгеньевич Китаев,
Александр Александрович Бокуняев*

**Расчет источников электропитания
устройств связи**

Редактор В. К. Старикова
Обл. художника Е. П. Рожкова
Художественный редактор А. А. Данилин
Технический редактор К. Г. Маркоч
Корректор О. И. Галанова

Сдано в набор 22/XI 1978 г. Подп. в печ. 31/I 1979 г.
Т-03222 Формат 60×90^{1/16} Бумага тип. № 2 Гарнитура литературная
Печать высокая 13,5 усл. печ. л. 14,18 уч.-изд. л. Тираж 20 000 экз.
Изд. № 17785 Зак. № 299 Цена 50 к.
Издательство «Связь». Москва 101000, Чистопрудный бульвар, д. 2

Типография издательства «Связь» Госкомиздата СССР
Москва 101000, ул. Кирова, д. 40