Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»

Кафедра радиоэлектронных средств

Ф.Д.Троян, Н.С.Образцов, Е.Ф.Троян, А.М.Ткачук

вторичные источники питания рэс

Учебно-методическое пособие

по курсам «Конструирование радиоэлектронных устройств», «Альтернативные источники питания», «Конструирование и технология проектирования радиоэлектронных средств» для студентов специальностей I–39 02 02 «Проектирование и производство РЭС» и I–39 02 01 «Моделирование и компьютерное проектирование РЭС» дневной и заочной форм обучения

Минск 2006

УДК 621.311.6(075.8) ББК 32.844–04 я 73

Троян Ф.Д., Образцов Н.С., Троян Е.Ф., Ткачук А.М.

Вторичные источники питания РЭС. Учебное пособие по курсам «Конструирование радиоэлектронных устройств», «Альтернативные источники питания», «Конструирование и технология проектирования радиоэлектронных средств» для студентов специальностей I–39 02 02 «Проектирование и производство РЭС» и I–39 02 01 «Моделирование и компьютерное проектирование РЭС» для вечерней и заочной форм обучения, а также для учащихся высших училищ электроники и колледжей.

В пособии излагаются основы проектирования вторичных источников питания, принципы действия и методы расчета электрических режимов различных схем современных источников питания, способы микроминиатюризации и обоснование выбора элементарной базы с учетом влияния воздействующих факторов, конструкции трансформаторов, дросселей и сглаживающих фильтров, методы расчета их электрических и конструктивных параметров.

Помещены справочные данные по конструктивным и электрическим характеристикам трансформаторов, полупроводниковых приборов и интегральных микросхем, которые используются во вторичных источниках питания.

Пособие может быть полезно для курсового и дипломного проектирования, а также в инженерной практике при разработке РЭС.

СОДЕРЖАНИЕ

Обозначения элементов, их электрических или конструктивных параметров	5
Введение	10
Глава 1. Характеристики и требования, предъявляемые к ВИП	
Типовые и структурные схемы ВИП	11
1.1. Входные характеристики	11
1.2. Электрические требования	12
1.3. Параметры ВИП	14
1.4. Типовые структурные схемы ВИП	16
Глава 2. Проектирование трансформаторов и дросселей фильтр)0B
вторичных источников питания	18
2.1. Конструкции трансформаторов и дросселей фильтров	18
2.2. Унифицированные конструкции трансформаторов	

2.2. У нифицированные конструкции трансформаторов	
2.3. Конструкции катушек трансформаторов и дросселей	26
2.4. Обмоточные провода	27
2.5. Изоляционные материалы	28
2.6. Методика расчета трансформаторов малой мощности	32
2.6.1. Основные расчетные формулы	32
2.6.2. Методика расчета однофазных трансформаторов	38
2.6.3. Электрический расчет трансформатора	43
2.6.4. Выбор конструкции и конструктивный расчет трансформатора	44
2.6.5. Расчет трансформаторов и преобразователей напряжения	57

Глава 3. Проектирование выпрямителей	61
3.1. Основные схемы выпрямителей и их особенности	.61
3.2. Работа выпрямителя на активную, индуктивную или емкостную	
нагрузки	65
3.3. Методика расчета выпрямителя, работающего на пассивный фильтр	.67
3.4. Активные фильтры	.74
3.5. Методика расчета активного фильтра	.75

Глава 4. Проектирование стабилизаторов постоянного напряжен	ния78
4.1. Проектирование параметрических стабилизаторов	80
4.2. Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения (КСПН)	86
4.2.1. Особенности расчета регулирующего элемента стабилизатора	90
4.2.2. Особенности расчета схемы управления стабилизатора	93
4.2.3. Определение выходных параметров КСПН	105
4.2.4. Расчет КСПН с последовательным РЭ	108
4.2.5. Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения	118
4.2.6. Расчет схемы управления	126

4.2.7. Расчет порогового устройства	128
Глава 5. Преобразователи постоянного напряжения	129
5.1. Структуры стабилизированных преобразователей на ИС	130
5.2. Методика расчета нестабилизированного преобразователя постоянн	ого
напряжения	131
Глава 6. Схемы стабилизаторов постоянного напряжения ИС	134
Литература	156
Приложения	157

УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ

Напряжение

$U_{C,}U_{CMAKC,}U_{CMUH}$	напряжение питающей сети переменного тока (но-
	минальное, максимальное, минимальное)
$U_{C,}U_{CMAKC,}U_{CMUH}$	напряжение питающей сети постоянного тока (но-
	минальное, максимальное и минимальное)
$U_{o,} U_{OMAKC,} U_{OMUH,} U_{OCP}$	выходные напряжения выпрямителя (номинальное,
	максимальное, минимальное, среднее)
	выходные напряжения, содержащие постоянную и
	переменную составляющих выпрямленного напря-
	жения (номинальное, максимальное и минимальное)
$U_{H,} U_{H MAKC,} U_{H MUH}$	выходные напряжения на нагрузке (номинальное,
	максимальное и минимальное)
DU	изменение напряжения
$U_{BX} U_{BX MAK} U_{BX MMH}$	входные напряжения стабилизатора, преобразовате-
	ля и т.д. (номинальное, максимальное и минималь-
	ное)
$dU_{H} dU_{HT}$	изменения выходного напряжения стабилизатора от
	изменения его входного напряжения, температуры
	окружающей среды
$U_{\Pi P}$	постоянное прямое напряжение диода
U _{oep}	амплитуда обратного напряжения диода
$\frac{U_{O \mathcal{B} \mathcal{P}}}{U_{CT_{i}} \mathcal{D} U_{CT}}$	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме-
$\begin{array}{c} U_{OEP} \\ U_{CT,} DU_{CT} \end{array}$	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение
U_{OEP} U_{CT}, DU_{CT} U_{m1}	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение напряжение пульсации первой гармоники выпрям-
$ \begin{array}{c} U_{OBP} \\ U_{CT}, DU_{CT} \\ U_{m1} \end{array} $	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение напряжение пульсации первой гармоники выпрям- ленного напряжения
$ \begin{array}{c} U_{OEP} \\ U_{CT}, DU_{CT} \\ U_{m1} \\ E_B \end{array} $	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение напряжение пульсации первой гармоники выпрям- ленного напряжения э.д.с, индуцируемая в одном витке обмотки транс-
$ \begin{array}{c} U_{OBP} \\ U_{CT}, DU_{CT} \\ U_{m1} \\ E_B \end{array} $	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение напряжение пульсации первой гармоники выпрям- ленного напряжения э.д.с, индуцируемая в одном витке обмотки транс- форматора
$ \begin{array}{c} U_{OEP} \\ U_{CT}, DU_{CT} \\ U_{m1} \\ E_B \\ U_1 \end{array} $	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение напряжение пульсации первой гармоники выпрям- ленного напряжения э.д.с, индуцируемая в одном витке обмотки транс- форматора напряжение на первичной обмотке трансформатора
$ \begin{array}{c} U_{OBP} \\ U_{CT}, DU_{CT} \\ U_{m1} \\ E_{B} \\ U_{1} \\ DU_{a1} \end{array} $	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение напряжение пульсации первой гармоники выпрям- ленного напряжения э.д.с, индуцируемая в одном витке обмотки транс- форматора напряжение на первичной обмотке трансформатора падение напряжения на активном сопротивлении
$ \begin{array}{c} U_{OEP} \\ U_{CT}, DU_{CT} \\ U_{m1} \\ E_B \\ U_1 \\ DU_{a1} \end{array} $	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение напряжение пульсации первой гармоники выпрям- ленного напряжения э.д.с, индуцируемая в одном витке обмотки транс- форматора напряжение на первичной обмотке трансформатора падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки трансформатора
$ \begin{array}{c} U_{O \mathcal{B} \mathcal{P}} \\ U_{CT}, D U_{CT} \\ U_{m1} \\ E_{B} \\ U_{1} \\ D U_{a1} \\ \end{array} $	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение напряжение пульсации первой гармоники выпрям- ленного напряжения э.д.с, индуцируемая в одном витке обмотки транс- форматора напряжение на первичной обмотке трансформатора падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки трансформатора
$ \begin{array}{c} U_{OEP} \\ U_{CT}, DU_{CT} \\ U_{m1} \\ E_{B} \\ U_{1} \\ DU_{a1} \\ \end{array} $	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение напряжение пульсации первой гармоники выпрям- ленного напряжения э.д.с, индуцируемая в одном витке обмотки транс- форматора напряжение на первичной обмотке трансформатора падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки трансформатора падение напряжения на реактивном сопротивлении первичной обмотки трансформатора
$ \begin{array}{c} U_{OEP} \\ U_{CT}, DU_{CT} \\ U_{m1} \\ E_{B} \\ U_{1} \\ DU_{a1} \\ DU_{P1} \\ DU_{TD T} \end{array} $	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение напряжение пульсации первой гармоники выпрям- ленного напряжения э.д.с, индуцируемая в одном витке обмотки транс- форматора напряжение на первичной обмотке трансформатора падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки трансформатора падение напряжения на реактивном сопротивлении первичной обмотки трансформатора
$ \begin{array}{c} U_{OEP} \\ U_{CT}, DU_{CT} \\ U_{m1} \\ E_{B} \\ U_{1} \\ DU_{a1} \\ DU_{P1} \\ DU_{TP.T} \\ \end{array} $	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение напряжение пульсации первой гармоники выпрям- ленного напряжения э.д.с, индуцируемая в одном витке обмотки транс- форматора напряжение на первичной обмотке трансформатора падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки трансформатора падение напряжения на реактивном сопротивлении первичной обмотки трансформатора
U_{OEP} U_{CT}, DU_{CT} U_{m1} E_{B} U_{1} DU_{a1} DU_{PI} $DU_{TP.T}$ U_{XX}	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение напряжение пульсации первой гармоники выпрям- ленного напряжения э.д.с, индуцируемая в одном витке обмотки транс- форматора напряжение на первичной обмотке трансформатора падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки трансформатора падение напряжения на реактивном сопротивлении первичной обмотки трансформатора температурная нестабильность напряжения транс- форматора напряжение холостого хода
U_{OEP} U_{CT}, DU_{CT} U_{m1} E_{B} U_{1} DU_{a1} DU_{P1} $DU_{TP.T}$ U_{XX} $U_{m2} = 0$	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение напряжение пульсации первой гармоники выпрям- ленного напряжения э.д.с, индуцируемая в одном витке обмотки транс- форматора напряжение на первичной обмотке трансформатора падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки трансформатора падение напряжения на реактивном сопротивлении первичной обмотки трансформатора температурная нестабильность напряжения транс- форматора напряжение холостого хода
U_{OEP} U_{CT}, DU_{CT} U_{m1} E_{B} U_{1} DU_{a1} DU_{P1} $DU_{TP,T}$ U_{XX} $U_{m3,\Gamma}$	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение напряжение пульсации первой гармоники выпрям- ленного напряжения э.д.с, индуцируемая в одном витке обмотки транс- форматора напряжение на первичной обмотке трансформатора падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки трансформатора падение напряжения на реактивном сопротивлении первичной обмотки трансформатора температурная нестабильность напряжения транс- форматора напряжение холостого хода двойная амплитуда синхронизирующего напряже- ния
U_{OEP} U_{CT}, DU_{CT} U_{m1} E_{B} U_{1} DU_{a1} DU_{P1} $DU_{TP,T}$ U_{XX} $U_{m3,\Gamma}$ $U_{n\sim}$	амплитуда обратного напряжения диода напряжение стабилизации стабилитрона, его изме- нение напряжение пульсации первой гармоники выпрям- ленного напряжения э.д.с, индуцируемая в одном витке обмотки транс- форматора напряжение на первичной обмотке трансформатора падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки трансформатора падение напряжения на реактивном сопротивлении первичной обмотки трансформатора температурная нестабильность напряжения транс- форматора напряжение холостого хода двойная амплитуда синхронизирующего напряже- ния напряжение пульсации на частоте преобразования

Ток

$I_{\Pi P}$	постоянный прямой ток диода
I _{обр}	постоянный обратный ток диода
$I_{o,}I_{OMAKC,}I_{OMUH}$	выпрямленный ток, его максимальное и минимальное значения
$I_{H,}I_{HMAKC,}I_{HMUH}$	ток в нагрузке (номинальное, максимальное и минимальноезначения)
$I_{CT, I_{CTMAKC, I_{CTMUH}}$	ток стабилитрона, его максимальное и минимальное значения
$I_{K,}I_{KMAKC}$	ток коллектора транзистора, его максимальное зна- чение
$I_{\mathcal{B},} I_{\mathcal{B} \mathcal{HAC}}$	ток базы, ток базы в режиме насыщения
Im	ток намагничивания трансформатора
	ток холостого хода
$I_{a x x}$	активная составляющая тока холостого хода
I _{mr}	реактивная составляющая тока холостого хода
J	плотность тока

Сопротивление

R _i	сопротивление диода постоянному току
R _{OEP}	обратное сопротивление диода
r _H	сопротивление стабилизатора постоянному току
R_{Γ}	тепловое сопротивление гильзы катушки трансфор- матора
	тепловое сопротивление катушки (обмотки) транс- форматора
$R^{O}{}_{M}$	тепловое сопротивление границы «катушка-среда»
$R^{o}c$	тепловое сопротивление границы «сердечник-среда»
R ⁰ OF	сопротивление обмотки трансформатора постоянно-
	му току
R^{o} пер-кор	тепловое сопротивление «p-n переход-корпус»
R^{o} KOP-CP	тепловое сопротивление «корпус-среда» транзисто-
	ра, диода
R ⁰ ПЕР-СР	тепловое сопротивление «р-п переход-среда»
R_{H}	сопротивление нагрузки

$R_{\mu\mu\phi}$	дифференциальное сопротивление стабилитрона
r_{B}	внутреннее сопротивление диода
r _{TP}	сопротивление обмоток трансформатора, приведен- ное к фазе вторичной обмотки
$X_{L,}X_{C}$	реактивные сопротивления индуктивности, емкости
r	удельное сопротивление

Мощность

$P_{H_{J}}P_{O}$	мощность в нагрузке выпрямителя, мощность
Р _{СП}	потерь в стали сердечника трансформатора
P_{Π}	мощность на выходе преобразователя
P_{CT}	мощность потерь в стали
P_{M}	мощность потерь в меди
$P_{\Gamma A \mathcal{B}}$	мощность габаритная
P_1, P_2	мощность в первичной и вторичной обработке

Температура

Τ	температура
$T_{C}, T_{C MAKC}, T_{C MUH}$	температура окружающей среды, максимальная,
	минимальная
DT _c	изменение температуры окружающей среды
T _{KOP}	температура корпуса полупроводникового прибора
$T_{\Pi EP}$	температура р-п перехода полупроводникового при-
	бора

Время и частота

00pa	
.61	Время и частота
f	частота
$f_{c, f_{CMAKC, f_{CMUH}}}$	частота питающей сети, ее максимальное, минималь-
	ное значения
f_{Π}	частота преобразования
$f \sim$	частота пульсации выпрямленного напряжения
W	круговая частота
t_{Π}	период преобразования
$t_{\scriptscriptstyle T}$	постоянная времени транзистора

Размеры и масса

<i>a</i> , <i>d</i> , <i>c</i>	обозначения геометрических размеров магнитопро-
	водов
d, D	внутренний и наружный диаметры тороидального
	магнитопровода
S_{c}, S_{o}	сечение стали и площадь окна трансформатора
$G_{K,}G_{C,}G_{T}$	масса катушки, магнитопровода, трансформатора
W, W_1, W_2, W_0	число витков обмотки, первичной, вторичной, число
	витков на один вольт напряжения
l _c	средняя длина магнитной силовой линии
l_M	средняя длина витка обмотки трансформатора
δα	зазор между катушкой и магнитопроводом
<u></u>	трансформатора
β_r	толщина изоляции на магнитопроводе
q_1, q_2, q_3	сечение провода, первичной, вторичной обмоток
l _{СЛ}	средняя длина изоляционного слоя
d, d_1, d_2	диаметр провода, первичной, вторичной обмоток
d_{M3}	диаметр провода с изоляцией
A_K	толщина катушки трансформатора
β_0	толщина межобмоточной изоляции
δ_3	зазор между катушкой и магнитопроводом
h	расстояние от изоляции магнитопровода до середины обмотки

Магнитные величины

$B, B_{M_s} B_s$	индукция, максимальная, насыщения
	напряженность магнитного поля, максимальное зна- чение
L, L_S, L_1, L_2	индуктивность, индуктивность рассеяния, первого звена, второго звена фильтра

Функциональные коэффициенты, характеристики

$a_{c}a_{\Pi}$	относительные коэффициенты изменения перемен-
	ного напряжения сети, постоянного напряжения сети
	в сторону повышения
$\boldsymbol{\theta}_{C_{j}}\boldsymbol{\theta}_{\Pi}$	относительные коэффициенты изменения перемен-
	ного напряжения сети, постоянного напряжения сети
	в сторону понижения

K _Φ	коэффициент формы питающего напряжения
$d_{_{UH}}d_{IH}$	коэффициент нестабильности напряжения и тока в нагрузке
K _{CT}	коэффициент стабилизации
K _Π	коэффициент пульсации
K _{CF}	коэффициент сглаживания пульсаций
n	коэффициент трансформации
\mathcal{K}_{Γ}	коэффициент приведения сопротивления к вторич- ной обмотке трансформатора
κ _L	коэффициент приведения индуктивности рассеяния к вторичной обмотке трансформатора
$a_{H,}g_{H}$	температурные коэффициенты напряжения стабили- затора, %/°С и мВ/°С соответственно
$K_{C,}K_{O}$	коэффициенты заполнения стали и окна магнитопровода
$h_{\scriptscriptstyle B,}h_{\scriptscriptstyle T,}h_{\scriptscriptstyle \Pi,}h_{\scriptscriptstyle CT,}h_{\scriptscriptstyle U}$	КПД выпрямителя, трансформатора, преобразовате- ля, стабилизатора, источника питания
$f_{_H}$	угол между током и напряжением в нагрузке
A,B,D,H	вспомогательные коэффициенты при расчете выпрямителя
Q	скважность
g	коэффициент заполнения импульсов
K_{P}	коэффициент разбухания обмотки
K_{T}	температурный коэффициент сопротивления меди
K _H	коэффициент усиления по напряжению
K _{∂,H}	коэффициент передачи напряжения делителем

ВВЕДЕНИЕ

Расчет электрических режимов вторичных источников питания (ВИП) часто вызывает определенные трудности для обучающихся при курсовом и дипломном проектировании. ВИП характеризуются рядом признаков: условиями эксплуатации, выходными и входными параметрами, элементной базой, электрическими режимами и т.д.

В связи с тем, что при проектировании ВИП требуется учесть одновременно влияние температуры, механических, акустических и электромагнитных воздействий, настоящее пособие посвящено, главным образом, изложению методов расчета вторичных источников питания, но может быть использовано и для других устройств, в которых используются рассматриваемые узлы.

ВИП классифицируются по следующим основным признакам: по виду входной электроэнергии: при работе от сети переменного напряжения (однофазной или многофазной); при работе от сети постоянного напряжения; при работе от сетей переменного и постоянного напряжений.

По выходной мощности – микромощные – с выходной мощностью до 1 Вт; малой мощности – от 10 до 100 Вт; повышенной мощности – свыше 1000 Вт.

По виду выходной электроэнергии – с переменным, постоянным или комбинированным выходным током.

По величине напряжения – низкое (до 100 В); среднее (от 100 до 1000 В); высокое (свыше 1000 В).

По степени постоянства выходного напряжения – нестабилизированное и стабилизированное.

По допустимому отклонению номинала выходного напряжения – низкой точности (свыше 5 %); высокой (от 0,1 до 1 %); средней (от 1 до 5 %) и прецизионные (менее 0,1 %).

По пульсации: с малой (менее 0,1 %); среднее (от 0,1 до 1 %) и большой (свыше 1 %) пульсациями выходного напряжения.

По способу стабилизации напряжения – с непрерывным регулированием и с импульсным регулированием.

По методу стабилизации напряжения: параметрические и компенсационные.

Учитывая широкое распространение и известные трудности при проектировании трансформаторов, дросселей и фильтров, в пособии рассмотрены также вопросы проектирования этих сложных элементов ВИП. В последнем разделе помещены схемы, параметры и характеристики современных стабилизаторов ВИП.

Глава 1 ХАРАКТЕРИСТИКИ И ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ВИП. ТИПОВЫЕ СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ВИП

1.1. Входные характеристики

При разработке ВИП учитываются следующие основные параметры:

1. Номинальное напряжение питающей сети переменного тока U_C или постоянного тока U_{Π} , В.

2. Предельные отклонения напряжения $U_{C MAKC}$ и $U_{C MUH}$, или $U_{\Pi MUH}$, или их относительные изменения в сторону повышения:

$$a_{C} = \frac{(U_{C MAKC} - U_{C})}{U_{C}}; \qquad (1.1)$$

$$a_{\Pi} = \frac{(U_{\Pi MAKC} + U_{\Pi})}{U_{\Pi}}; \qquad (1.2)$$

в сторону понижения:

$$b_{C} = \frac{(U_{C} - U_{C MUH})}{U_{C}}; \qquad (1.3)$$

$$b_{\Pi} = \frac{(U_{\Pi} \cdot U_{\Pi MHH})}{U_{\Pi}}.$$
(1.4)

Изменение входного питающего напряжения сети переменного тока

$$\Delta U_{C} = U_{C MAKC} - U_{C MHH} = \frac{(a_{C} + b_{C})}{U_{C}}, \qquad (1.5)$$

и постоянного тока

$$\Delta \quad U_{\Pi} = U_{\Pi \; MAKC} - U_{\Pi \; MUH} = \frac{(a_{\Pi} + b_{\Pi})}{U_{\Pi}}, \tag{1.6}$$

3. Провалы и выбросы напряжения питающей сети, их амплитуда, длительность.

- 4. Частота питающей сети f_C и пределы ее изменения $f_{C MUH}$ и $f_{C MAKC}$, Гц.
- 5. Число фаз питающей сети.
- 6. Форма питающего напряжения, или коэффициент формы:

(1.7)

где *I*_{*C 1*} – амплитуда первой гармоники входного тока;

I_{CO} – действующее значение входного тока.

При синусоидальном напряжении $K_{\Phi} = 1$. При расчетах напряжение входной сети можно считать синусоидальным, если искажения формы кривой не превышает 6–7 %.

7. Уровень и частота модуляции напряжения питающей сети, которые учитываются при расчетах сглаживающих фильтров ВИП, работающих от сети с повышенной частотой (400, 1000 Гц). Уровень низкочастотной модуляции может достигать 0,5–1 %, а частота, измеренная в об/мин, равна

 $\frac{f}{60}$, где f – частота вращения вала генератора или преобразователя.

8. Уровень помех по входным шинам питания, особенно для ВИП, питающий несколько устройств. Эти помехи могут составлять 1–3 % от U_{II} , а частота помехи может изменяться от 50 Гц до 150 кГц. Импульсные помехи могут достигать 10 % от U_{II} , а длительность импульсов от 1–10 мкс до 100мс, частота повторения от единиц до десятков кГц. Эти помехи учитываются при расчете входных и выходных фильтров.

1.2. Электрические требования

1. Номинальное значение входного питающего напряжения постоянного тока необходимо выбирать из следующего ряда, в вольтах: 0,25; 0,4; 0,6; 1,2; 2,4; 3,0; 4,0; 5,0; 6,0; (6,3); (10,0); 12,0; (12,6); 15; 20; 24; 27; 30; 40; 48; 60; 80; 100; (125); 150; 200; (300); 400; (500); 600; 800; 1000; (1250); 1500; 2000; 2500; 3000; 4000; 5000; 6000; 8000; 10000; 12000; 15000; 20000; 25000.

Для переменного тока действующие значения питающего напряжения нужно выбирать из следующего ряда: 1,2; 2,4; 3,15; 5,0; 6,0; (6,3); 12; (12,6); 16; 24; 27; 36; 40; 60; 80; 110; (115); 127; 200; 220; 380.

Напряжения, указанные в скобках, можно выбирать, но только при согласовании в Комитете стандартов. Выбираемые номиналы питающих напряжений из вышеприведенных рядов зависят от элементной базы ВИП.

Например, для аппаратуры на ИС (аналоговых и логических) используются напряжения 5, 6, 9, 12, 15 В, для периферийных и выходных устройств ЭВМ этот ряд дополняется (в случае применения транзисторов напряжениями 20, 27 и 40 В).

2. Ток нагрузки по каждой выходной цепи и его изменения. При импульсном потреблении тока указываются его амплитуда, длительность импульса, длительность фронта, частота его повторения.

3. Амплитуда пульсации выходного напряжения в процентах от номинального напряжения или в абсолютных значениях. Коэффициент пульсации выход-

ного напряжения выбирается из следующего ряда: 0,01; 0,02; 0,03; 0,05; 0,1; 0,2; 0,3; 0,5; 1; 2; 3; 5 %.

4. Суммарная нестабильность выходного напряжения при воздействии всех дестабилизирующих факторов задается в процентах от номинального напряжения: 0,1; 0,5; 1,0; 2,0; 3,0; 5,0; 10 %.

Требования к напряжениям питания современных ВИП представлены в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Вил аппаратуры	Напряжение	Вил потреб-	Нестабильность	Пульсании
вид аппаратуры	P			
	Б	лясмого тока	70	(амплитудное
				значение), В
Радиоприемные				
устройства:				
входные каскады;	5; 6	Постоянный	35	0,10,01
УПЧ;	6	То же	35	0,51
выходные каскады	12; 15	_ ``_	510	0,31
Маломощные				
радиопередающие				
устройства:				
- задающие генера-				
торы	5; 9	"	5	12
– усилители мощ-				. 1 / [
ности	12; 24		10	12
Π. Γ.				
Приооры вычисли-				
тельной техники:		TT		1 0
ПЗУ;	5;9	Импульсный	57	12
арифметические				
устройства;	5; 12	_ ``_	710	12
устройства ото-		1		
бражения инфор-		$\langle V \rangle$		
мации;	5; 12; 27	_ "_	10	12
периферийные уст-				~
ройства	20; 27	_ `_	10	12
Приборы автома-	5; 6; ±15	Постоянный	510	12
тики и телемехани-				
КИ				
Операционные				
усилители	±15	То же	10	0,51

Требования, предъявляемые к напряжениям питания ВИП

1. Коэффициент полезного действия ВИП. Значения КПД ВИП представлены в табл. 1.2.

Таблица 1.2

Способ стабилизации		Значение выходного напряжения, В							
	До 2,4	От 2,4 до 5	От 5 до 15	Свыше 15					
Непрерывный	0,250,35	0,350,4	0,40,5	0,50,55					
Импульсный	0,40,45	0,450,55	0,650,75	0,70,8					
Комбинированный	0,30,35	0,350,45	0,450,55	0,550,65					

Типовые значения КПД для маломощных стабилизированных ВИП

2. Гальваническая развязка выходных цепей питания от входного напряжения сети.

3. Частота преобразования.

4. Электрическая защита от перезагрузок по току или коротких замыканий.

Эксплуатационные требования

- 1. Способы сигнализации о неисправностях и контроле их.
- 2. Способы дистанционного управления, включения и выключения.
- 3. Безопасность и простота обслуживания.
- 4. Ремонтопригодность и взаимозаменяемость.
- 5.

Конструкторско-технические требования

- 1. Масса и габариты ВИП должны быть минимальны.
- 2. Способ охлаждения: централизованный, с применением воздуходувок, жидкостный, с помощью радиаторов, тепловых труб, перфорацией и т.д.
- 3. Требование по унификации, типизации и стандартизации.

1.3. Параметры ВИП

Основными параметрами ВИП являются:

1. Номинальное выходное напряжение для выпрямителя U_{BbIX} и пределы его изменения: верхний $U_{BbIX MAKC}$ и нижний $U_{BbIX MMH}$, В.

Максимальное изменение напряжения выпрямителя равно:

$$\Delta U_{BbIX} = U_{BbIX MAKC} - U_{BbIX MIH} = (a_O + b_O) \cdot U_{BbIX}, \qquad (1.8)$$

где $a_{O} = \frac{U_{B b I X M A K C} - U_{B b I X}}{U_{B b I X}}; \quad b_{O} = \frac{U_{B b I X} - U_{B b I X M H H}}{U_{B b I X}}.$

2. Номинальное выходное напряжение стабилизатора U_H и пределы его измерения: верхний $U_{H MAKC}$ и нижний $U_{H MUH}$. Максимальное изменение выходного напряжения стабилизатора:

$$\Delta \quad U_H = U_{H MAKC} \quad - \quad U_{H MUH.} \tag{1.9}$$

3. Номинальное значение тока нагрузки выпрямителя I_0 и пределы его изменения: максимальное $I_{0 MAKC}$ и минимальное $I_{0 MUH}$.

4. Номинальное значение тока стабилизатора и пределы его изменения: $I_{H, MACK, I_{H MUH}}$

5. Нестабильность выходного напряжения:

$$dU_H = \frac{DU_H}{U_H} \cdot 100\%. \tag{1.10}$$

6. Коэффициент стабилизации стабилизатора

$$K_{CT} = \frac{DU_{BX} / U_{BX}}{DU_H / U_H}.$$
(1.11)

7. Коэффициент пульсации

$$K_{\Pi} = \frac{U_{MI}}{U_{O}},\tag{1.12}$$

где *U*_{*M1*} – амплитуда первой гармоники переменного напряжения;

*U*₀ – постоянная составляющая выпрямленного напряжения.

8. Коэффициент сглаживания пульсации *К*_{*СГ*,} который определяется отношением коэффициентов пульсаций на входе и выходе выпрямителя, фильтра или стабилизатора:

$$K_{CT} = \frac{K_{\Pi BX}}{K_{\Pi B b IX}},$$
(1.13)

9. Внутреннее сопротивление постоянному току выпрямителя или стабилизатора:

$$r_B = \frac{DU_O}{DI_O}; \qquad (1.14)$$

$$r_H = \frac{DU_H}{DI_H}.$$
 (1.15)

10. Температурный коэффициент напряжения *a_H*.%/°С:

$$a_H = \frac{\Delta U_H / U_H}{\Delta T_C} \cdot 100\%. \tag{1.16}$$

где DT_{C} – диапазон изменения температуры окружающей среды.

11. Коэффициент полезного действия выпрямителя h_B , стабилизатора h_{CT} , преобразователя h_{Π} определяется как отношение полезной мощности, отдаваемой в нагрузку, к мощности, потребляемой от источника питания:

$$h_B = \frac{P_O}{P_C};$$
 $h_{CT} = \frac{P_H}{P_{CT}};$ $h_{\Pi} = \frac{P_H}{P_{\Pi}},$ (1.17)

где $P_O, P_C, P_H, P_{CT}, P_{\Pi}$, – мощность на выходе выпрямителя; потребляемой от сети; отдаваемой в нагрузку, потребляемой стабилизатором и потребляемой преобразователем соответственно.

1.4. Типовые структурные схемы ВИП

Типовые структурные схемы ВИП представлены на рис. 1.1–1.4.

Наиболее простая схема ВИП с входным (силовым) трансформатором с одно- или двухтактным выпрямителем и простейшим (емкостным) фильтром представлена на рис. 1.1. Здесь на первичную обмотку трансформатора подает-ся переменное напряжение сети U_{RX} .

Трансформатор предназначен для преобразования переменного напряжения U_{BX} в переменное напряжение другой величины в соответствии с требуемым напряжением на элементах выпрямителя. Выпрямитель (однополупериодный или двухполупериодный) выпрямляет переменное напряжение в пульсирующее. Фильтр сглаживает пульсации выпрямленного напряжения до требуемого уровня. Достоинством этой схемы является простота, минимальное количество узлов и элементов. Недостаткам являются: большая пульсация выходного напряжения, его нестабильность, низкий КПД, большие габариты и масса из-за наличия силового низкочастотного трансформатора. Уменьшить нестабильность выходного напряжения можно применением регулируемого выпрямителя ВР с помощью схемы управления СУ, см. рис. 1.2, однако остальные недостатки первой схемы ВИП остаются.

Вместо ВР может использоваться стабилизатор, см. рис. 1.3, который одновременно уменьшает пульсации выходного напряжения, но также, как и схема на рис. 1.2, не устраняет остальных недостатков. Более современная схема, устраняющая практически все вышеуказанные недостатки, представлена на рис. 1.4. В этой схеме отсутствует входной низкочастотный трансформатор, который, в основном, определяет объем и массу ВИП. Здесь на входе применяются высоковольтные (управляемые или неуправляемые) вентили, которые обеспечивают выпрямление высокого напряжения сети переменного тока, затем на схеме осуществляется преобразование постоянного напряжения в высокочастотное с помощью преобразователя ПР.

После преобразователя ставится высокочастотный трансформатор Тр.В, габариты и масса которого обратно пропорциональны частоте преобразователя. Затем осуществляется выпрямление (ВН – выпрямитель низковольтный, габариты и масса которого обратно пропорциональны частоте преобразователя). Затем осуществляется выпрямление (выпрямитель низковольтный) и фильтрация.

Рассмотрим принципы действия, схемы, элементную базу и методы расчета отдельных элементов, входящих в структурные схемы ВИП.



Глава 2.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТРАНСФОРМАТОРА И ДРОССЕЛЕЙ ФИЛЬТРОВ ВТОРИЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

2.1. Конструкции трансформаторов и дросселей фильтров

В данной главе рассматриваются трансформаторы и дроссели малой и средней мощности (Рт ≤ 400 Вт). Их конструкции делятся на следующие группы: стержневые, броневые, тороидальные, трехфазные, обращенный тор, кабельные и типа «шпуля». (Рис. 2.1).

Основными элементами конструкций трансформаторов являются сердечник (магнитопровод) и обмотки. К элементам конструкции относятся также конструктивные детали, служащие для крепления сердечника и установки трансформатора в блоке аппаратуры, крепления (пайки) проводов и охлаждения (радиаторы).

Сердечники трансформаторов изготавливаются из высоколегированных горячекатаных и повышелегированных холоднокатаных сталей.

Марки электротехнических сталей, их магнитные свойства и удельные потери электрической энергии определяются ГОСТ. При частоте тока сети 50 Гц для сердечников используют стали марок Э 41, Э 42, Э 43 и Э 310, Э 320, Э 330 при толщине стальных листов или ленты 0,5 и Э 35 мм. При повышенных частотах (400 Гц и выше) используют стали марок Э 44, Э 45, Э 46, Э47, Э 48, Э 340 и Э 370 с толщиной пластины или ленты 0,2; 0,15; 0,1; 0,08 и 0,05 мм.

Горячекатаная сталь отличается от холоднокатаной меньшими потерями и более высокой магнитной проницаемостью. Кроме того, у холоднокатаной стали, в зависимости от направления проката магнитная проницаемость различна. По направлению проката (вдоль) для холоднокатаной стали она значительно больше, чем у горячекатаной стали.

В направлении, перпендикулярном в направлении 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 трансформаторы называются так же, как и сердечники, см. рис. 2.1.

Сердечники мощных трансформаторов набираются из отдельных прямоугольных пластин трансформаторной стали, а малой мощности – либо из штампованных пластин, либо ленточными. Пластины или ленты изолируются друг от друга лаком или окисной пленкой для уменьшения потерь на вихревые токи. Сердечник стержневого типа имеет два стержня, на которых располагаются обмотки (половина витков первичной и половина витков вторичной обмоток на каждом стержне). Половины каждой обмотки соединяются между собой последовательно так, чтобы магнитные потоки, образованные токами в них, совпадали по направлению.



Рис. 2.1. Конструкции сердечников: 1 – стержневой; 2 – трехфазный; 3 – броневой; 4 – тороидальный; 5 – обращенный тор; 6 – кабельный; 7 – типа «шпуля» Основными достоинствами стержневых трансформаторов являются: большая поверхность охлаждения обмотки; малая индуктивность рассеяния в последовательности размещения витков на каждой катушке и толщине намотки; меньший расход обмоточного провода, чем у броневого трансформатора, т.к. уменьшение намотки вызывает уменьшение средней длины витка обмотки; значительно меньшая, чем в броневом трансформаторе, чувствительность к внешним магнитным полям, т.к. знаки ЭДС–помех, наводимых в обоих катушках трансформатора, противоположны и взаимно уничтожаются.

В трансформаторе броневого типа первичная и вторичная обмотки помещаются на среднем стержне сердечника. Таким образом, в этом трансформаторе обмотки частично охватываются (бронируются) ярмом. В основном, это трансформатор малой мощности (ТММ). Он обладает рядом конструктивных достоинств: наличием только одной катушки с обмотками; более высоким коэффициентом заполнения окна сердечника обмоточным проводом; частичной защитой обмотки ярмом сердечника от механических повреждений.

Сердечники как стержневых, так и броневых трансформаторов выполняются либо из П-образных и Ш-образных пластин, либо ленточными. Пластинчатые сердечники собираются встык или внахлест. При сборке встык все пластины составляются вместе и сердечник состоит из двух частей, которые затем скрепляются вместе. Это упрощает монтаж и демонтаж трансформатора, но в месте стыков необходимо поместить изоляционную; прокладку, представляющую собой большое магнитное сопротивление. При отсутствии изоляционной прокладки пластины ярма могут оказаться замкнутыми с пластинами стержня, что может вызвать нагрев стали в месте стыка и выход трансформатора из строя. При сборке внахлест пластины чередуются так, чтобы в соседних пластинах разрезы были с разных сторон сердечника. После сборки сердечника его стягивают болтами или шпильками, которые изолируются от тела магнитопровода электрокартоном или бумагой. Сборка внахлест позволяет уменьшить магнитное сопротивление магнитопровода, но усложняет монтаж и демонтаж трансформатора.

Стержневые и броневые сердечники из лент собираются только встык. Для получения меньшего магнитного сопротивления в местах стыка сердечников их торцевые сердечники шлифуют.

Тороидальные сердечники рекомендуются применять на повышенных частотах тока сети. Их изготавливают ленточными, но встречаются и пластинчатые. Их достоинствами являются: относительно малое магнитное сопротивление; малый внешний поток рассеивания; слабая чувствительность к внешним магнитным полям.

Аналогичными достоинствами обладают кабельные трансформаторы, трансформаторы типа «обращенный тор» и «шпуля». Особенностью трансформаторов кабельного типа и «обращенный тор» является то, что обмотки в них в виде жгута помещаются внутри магнитопровода. Это значительно сокращает пути магнитного потока, магнитное сопротивление и поток рассеяния. Эти трансформаторы рекомендуется применять на частотах сети выше 1 кГц для маломощных ВИП.

Ленточные сердечники нормализованы. Их размеры и характеристики приведены в табл. П. 1.1 – П. 1.11 Прил. 1.

Трансформаторы типа «шпуля» содержат наружную «обойму», т.е. цилиндрической формы магнитопровод, закрывающий обмотки. Этим способом обеспечивается также экранирование обмоток. Трансформаторы данного типа высокотехнологичны, малогабаритны. Рекомендуются для микроэлектронной аппаратуры.

2.2. Унифицированные конструкции трансформаторов

Первые три конструкции трансформаторов и дросселей (см. рис. 2.1) унифицированы и подразделяются на 7 типов: ТА, ТН, ТАН, ТПП, ТР, ТП, ТО.

Трансформатор и дроссели созданы на базе нормализованных сердечников типов ШЛ, ПЛ, ШЛМ, ШЛО, изготовленных из холоднокатаной текстурованной стали марок Э 330 и Э 360.

Унифицированные трансформаторы, в зависимости от типа, рассчитаны на выходные напряжения от 1 до 400 В, мощности от 10 до 350 ВА, а дроссели – на токе от 0,4 до 50 А с индуктивностью от 0,4 до 40 Гн.

В свою очередь трансформатора и дроссели броневого типа подразделяются на подтипы: ШЛ, ШЛО и ШЛМ (или Ш–образные); стержневого подступа на: ПЛ и ПЛВ (или П–образные); тороидальные – на: К и ОЛ (или кольцеобразные).

Трансформаторы с радиаторами типа ТО в конструктивном исполнении представляют собой трансформаторы броневого типа, у которых обоймы радиатора охватывают магнитопровод и катушку. Радиаторы изготавливаются из сплава АЛ 11.

Габаритные и установочные размеры некоторых унифицированных трансформаторов приведены в табл. 2.1–2.3.

Таблица 2.1

Габаритные и установочные размеры трансформаторов типа ТН при питающих напряжениях 40, 115, 200, 220 В частотой 400 Гц





									Πp	одолл	K. IG	a011.	<i>L</i> .1
Мощность,		Разм	леры,	MM	<u></u>	Macca,	Мощность,		Размеры, мм				Macca,
BA	В	С	C1	Η	L	Г	BA	В	С	C1	Н	L	Г
4–5,5	3	_	1	3	3	45	27–42	4	2	2	5	5	190
	6		2	3	5			8	8	0	0	1	
7,3–9,2	3	-	1	3	3	55	42–51	5	2	2	5	5	215
21	8		4	3	5	- 1		0	8	2	0	1	Λ r
8,5–11	4	_	1	3	3	60	52–61	5	2	2	5	5	255
	0		6	3	5			4	8	5	0	1	
10,5–13,5	4	_	1	3	3	65	67–73	5	2	3	5	5	310
	2		8	3	5			8	8	0	0	1	
13,5–17,5	4	2	1	4	4	95	70–87	5	3	2	5	5	305
	2	2	8	1	2			5	5	2	9	8	1
18–22	4	2	2	4	4	115	85–103	5	3	2	5	5	365
	4	2	0	1	2			8	5	5	9	8	
21–27	4	2	2	4	4	146	105–126	6	3	3	5	5	430
	6	2	2	1	2			2	5	0	9	8	
28–35	5	2	2	4	4	170							
	0	2	5	1	2								

T

Габаритные и установочные размеры унифицированных трансформаторов типа ТПП для питающих напряжений 127, 200 и 220 В частотой 50 Гц





Мощность,	Размеры, мм					Macca,	Размеры, мм				Macca,		
BA	В	С	C1	Н	L	Г	BA	В	С	C1	Н	L	Г
2,5	58	25	35	59	58	410	57	74	46	58	92	88	1550
4	62	30	35	59	58	480	72	81	50	58	92	88	2100
7	68	35	35	59	58	560	90	89	60	58	92	88	2700
11	59	30	46	75	74	740	110	71	50	68	113	113	2550
18	63	35	46	75	74	850	135	81	60	85	137	107	3500

	-									Пţ	родолж. Та	абл. 2.2
26	68	40	46	75	74	950	160	81	60	85	137 117	3800
38	75	46	46	75	74	1100	210	81	60	85	137 129	4200

Габаритные и установочные размеры унифицированных дросселей фильтров





Тип дросселя		Масса, г				
	В	C1	C	Н	L	
Д201–Д209	25	12		27,5	20	40
Д210-Д214	28	14	0-	27,5	29	42
Д215-Д219	30	16		27,5	29	46
Д220-Д223	30	16	—	33,5	33	76
Д224—Д227	32	18	—	33,5	33	86
Д228–Д231	32	18	19,5	41	41	134
Д232–Д235	35	18,5	19,5	41	41	153
Д236–Д237	42	26	19,5	41	41	210
Д238–Д243	40	22	24	51	50	254
Д244–Д247	43	28	24	51	50	310
Д248-Д251	46	25	31	62	59	460
Д252–Д255	56	35	31	62	69	660
Д256-Д259	62	42	31	62	59	735
Д260-Д263	62	40	43	77	75	1165
Д264—Д267	68	46	43	77	75	1280
Д268-Д271	76	50	55	94	89	2270
Д272-Д274	84	60	55	94	89	2680

При выборе типа магнитопровода необходимо учесть достоинства и недостатки каждого из них. На практике Ш–образный магнитопровод проще в изготовлении и поэтому получил наибольшее распространение. Первичная и вторичная обмотки с Ш–образным магнитопроводом наматываются на средний стержень, крайние стержни частично защищают обмотки от механических повреждений. Недостатки Ш–образных магнитопроводов: трансформаторы броневой конструкции имеют значительную индуктивность рассеяния и большую собственную емкость, большую чувствительность к внешним воздействиям.

Применение П-образного магнитопровода в стержневых трансформаторах, в которых обмотки разделены и располагаются на каждом стержне, уменьшает индуктивность рассеяния. Они обладают большей поверхностью охлаждения обмоток и меньшей чувствительностью к внешним магнитным полям, т.к. ЭДС полей, наводимых в обмотках, расположенных на разных стержнях, имеют противоположные знаки и взаимоуничтожаются.

Магнитопровод типа «ОЛ» применяется в тех случаях, когда требуется, чтобы трансформатор имел минимальную индуктивность рассеяния. Но его основной недостаток – трудности в намотке обмоток. Магнитопроводы из ферритов имеют номенклатуру гораздо шире, чем из сталей и сплавов. Потери в них при изготовлении меньше. Основные типы ферритовых магнитопроводов: кольцевые; броневые; Ш– и П–образные. Размерный ряд кольцевых магнитопроводов установлен ГОСТ 15416–76. Их типоразмеры представлены в таблице П. 1.6. Наибольший наружный диаметр кольцевого магнитопровода Д=180 мм.

При изготовлении или использовании трансформаторов обязательно необходимо учитывать частотный диапазон, в котором магнитный материал работает.

Как уже отмечалось, стали эффективно работают на частотах от 50 Гц до 10 кГц, сплавы – от 5...10 до 20...30 кГц (сплавы микронного проката – до нескольких сотен килогерц), ферриты и магнитодиэлектрики – от 10 кГц и выше.

Электротехнические стали 3422, 3423, 3424, 3425 толщиной 0,08 и 0,05 мм обладают лучшими характеристиками. Первая цифра обозначает класс структурного состояния и вид прокатки (например, цифра «3» – сталь холоднокатаная, имеет ребристую структуру). Эта сталь иногда называется текстурованной, т.к. наилучшими свойствами она обладает в направлении прокатки. При ориентировании обмотки на сердечнике необходимо обеспечить в данном направлении прокатки направление магнитного потока. Вторая цифра означает содержание примеси кремния. (Например, цифра «4» означает, что кремния в стали от 2,8 до 3,8 %). Третья цифра соответствует группе по основному нормируемому параметру (цифра «2» означает величину удельных потерь при магнитной индукции 1 Тл на частоте 400 Гц). Четвертая цифра обозначает порядковый номер типа стали. Стали 3423–3425 имеют меньшие потери, большую индукцию насыщения (около 1,9 Тл), относительно высокую магнитную проницаемость в средних и сильных полях ($\mu = 8000$) и меньшую по сравнению с пермаллоевыми сплавами чувствительность к механическим повреждениям. В слабых магнительность к механическим повреждениям.

нитных полях эти стали имеют низкую магнитную проницаемость и значительные удельные потери. Более высокими значениями магнитной проницаемости обладают пермаллои. Их характерные свойства представлены в табл. П. 1.13.

В ТММ на частотах до 50–100 кГц применяются сплавы магнитомягких металлов, где они имеют меньшие удельные потери и высокую индукцию насыщения (0,75–1,5 Тл). Наиболее распространенными в ТММ на повышенных частотах находят сплавы 34 НКМП, 50 НП, 68 НМ, 79 НМ, 80 НСХ с толщиной ленты 0,05–0,01 мм.

Железо-никель-кобальтовые сплавы 47 НК, 47 НКХ, 64 Н, 40 НКМ после отжига в поперечном магнитном поле имеют линейный участок основной кривой намагничивания и постоянное значение магнитной проницаемости при напряженности магнитного поля до 6,00–8,00 А/см; они применяются для тороидальных трансформаторов статических преобразователей на частотах 10–50 кГц.

Значения удельных потерь и напряженности магнитного поля в зависимости от индукции ВМ, на частотах 1–100 кГц для некоторых широко распространенных сплавов приведены в табл. 2.9.

На более высоких частотах применяются ферриты. Ферриты – один из наиболее распространенных материалов для изготовления магнитопроводов ТММ. ферриты обладают Являясь полупроводниками, высокими значениями удельного объемного электрического сопротивления выше, чем у сталей, в 50 раз и более. Это позволяет применять ферриты на высоких частотах без риска возникновения больших вихревых токов. Наибольшее распространение для измагнитопроводов ТММ нашли никель-цинковые ферриты: готовления 2000 НН; 1000 НН; 600 НН; 400 НН; 100 НН, которые можно использовать как в слабых, так и в сильных магнитных полях. Максимальная рабочая частота для них равна 0,2...0,3 МГц. В диапазоне частот до нескольких сот килогерц, в широком интервале температур, в слабых и средних магнитных полях, когда термостабильность магнитопроводов не является определяющей, используются марганец-цинковые высокопроницаемые ферриты: 10000 НМ; 6000 НМ; 4000 HM; 3000 HM; 2000 HM; 1500 HM; 1000 HM.

Термостабильными являются ферриты марок: 2000 HM3; 2000 HM1; 1500 HM3; 1500 HM1; 1000 HM3 и 700 HM (ГОСТ 17141–76). Они обладают также меньшим тангенсом потерь и более широким диапазоном частот (до 3...5 мГц).

Для средних и сильных магнитных полей рекомендуется марганец– цинковые ферриты марок: 4000 HMC; 3000 HMC; 2500 HMC2, особенно последних два. Их применение позволяет уменьшить массу и габариты трансформаторов соответственно на 8 и 15 %.

Краткий анализ характеристик магнитных материалов показывает, что каждый из них обладает своими достоинствами и недостатками. Электротехнические стали для частот до 300 Гц занимают первое место среди магнитных материалов по величине индукции и стабильности к температурным воздействиям. Пермаллои, обладая вышеуказанными достоинствами, в то же время весьма чувствительны к механическим воздействиям. Кроме того, они достигают насыщения при сравнительно малых индукциях, имеют высокую стоимость и сложны в изготовлении. Ферриты имеют явное преимущество на высоких частотах (более 30 кГц), на которых они имеют малые потери на вихревые токи, но по сравнению со сталями и пермаллоями ферриты имеют низкие значения индукции насыщения и магнитной проницаемости, большую зависимость магнитных свойств от температуры, хрупки и легко разрушаются при механических воздействиях большой интенсивности.

2.3. Конструкции катушек трансформаторов и дросселей

Для броневых и стержневых ТММ обмотки выполняются в виде катушек с каркасной или бескаркасной намоткой. Чаще всего используется рядовая многослойная намотка обмоток на каркасе или гильзе прямоугольной формы. Намотка выполняется по всей высоте каркаса (гильзы) или секциями. Секциями намотка применяется в высоковольтных трансформаторах и при намотке низковольтных ТММ медной или алюминиевой фольгой.

В малогабаритных ТММ обмотки наматываются непосредственно на изолированный магнитопровод. В этом случае сердечник имеет продольный разрез по высоте окна. Схема размещения многослойной обмотки в окне магнитопровода броневого или стержневого типа приведена на рис. 2.2.



Рис. 2.2. Схема размещения обмоток в окне магнитопровода: а – на каркасе; б – на гильзе; 1 – межслойная изоляция; 2 – межобмоточная изоляция; 3 – наружная изоляция; 4 – концевая изоляция В тороидальных ТММ обмотки укладываются на изолированный и защищенный магнитопровод. В низковольтных ТММ намотка выполняется обычно по всему периметру сердечника непрерывно, а в высоковольтных – секциями.

Изоляция обмоток состоит из витковой, межслоевой, межобмоточной и наружной изоляции от магнитопровода и элементов конструкции.

Катушки трансформаторов ТА, ТН, ТАН и ТПП имеют бескаркасную конструкцию. Гильза, на которую наматываются обмотки, изготавливается из бумаги или прессуется из прессматериалов. Обмотки изготавливаются из намоточного эмалированного провода марок ПЭВ, ПЭТВ, выводы от которого укладываются по торцу катушки и припаиваются к лепесткам.

В малогабаритных трансформаторах (типов ТО, ТП, ТР) и дросселях намотка обмоток производится непосредственно на сердечнике, покрытом пленкой ПЭТФ. При этом сердечник делится на плоскости, параллельные большей стороне, которые склеиваются по ширине ленты. Обмотки дросселей на токи выше 1 А делаются из фольги и состоят из двух секций.

Для радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) массового производства каркас выполняют из электрокартона, выводы обмоток закрепляют на периметре щетки каркаса. Этот каркас наименее трудоемок при изготовлении, но не рекомендуется для РЭА в тропическом исполнении. Влагостойкие каркасы выполняются из пластмассы типа АГ–4 или ДСВ–2–Р–2М «Л» МРТУ 61174–67 с армированными выводами. Место соединения катушки со щеткой каркаса закрывается шпаклевкой на гильзу, а трансформатор пропитывается влагозащитным компаундом.

Для миниатюрных трансформаторов и дросселей могут быть использованы провод круглого и прямоугольного сечения (лента) или фольга. Ленточные или фольговые обмотки более качественно заполняют окно магнитопровода. Провода (ПЗВП и ПЭЛП, ВТУ МЭП 64–49) рекомендуются для намотки довольно крупных обмоток размером не более 1 дм³, рассчитанных на токи больше 20 А. При размерах обмотки меньше 1 дм³ целесообразно применять медную ленту (ГОСТ 1173–49) или фольгу (ГОСТ 5638–51).

Наиболее простым и технологичным способом изготовления дросселей на большие токи является вариант, когда на всю ширину каркаса или гильзы наматывается лента или фольга и обмотка состоит из одной секции. При необходимости выполнить несколько секций ширина ленты или фольги уменьшается, а толщина ее увеличивается. Наиболее распространенной изоляцией фольги является керамическая, на основе солей бихромата аммония.

2.4. Обмоточные провода

В трансформаторах и дросселях фильтров, в основном, сейчас применяются высокопрочные эмалированные провода марки ПЭВ. Основными типами высокопрочных эмалированных проводов являются поливинил–ацеталевые провода марок ПЭВ-1, ПЭВ-2 и провода повышенной нагревостойкости ПЭТВ-1, ПЭТВ-939, а также ПЭМ-1 и ПЭМ-2. По нагревостойкости, эластичности и механической прочности им не уступают провода марок ПЭЛР-1 и ПЭЛР-2, но у них наблюдается снижение сопротивления изоляции в условиях повышенной влажности и температуры. Провода марок ПЭВТЛ-1 и ПЭВТЛ-2 рекомендуется применять при температурах до 120 °C, особенно в технике тороидальных трансформаторов и дросселей рекомендуются провода с двойной изоляцией марки ПЭФТЛ. В последние годы все чаще стали использоваться провода с эмалевой изоляцией на основе полиамидов. Полиамидные пленки имеют очень высокую температуру плавления и нерастворимы в обычных растворителях. Они более нагревостойкие, чем вышеназванные, могут выдерживать тепловой удар в течение 1 часа при температуре 300...400 °C, предназначаются для эксплуатации при температуре до 220 °C. Эти провода марки ПНЭДИМИД (применяется медная никелированная проволока). Их недостатком является большая стоимость из-за применения дефицитных и дорогих материалов.

2.5. Изоляционные материалы

Изоляционные материалы применяются в трансформаторе для изоляции токоведущих частей. Изоляция может быть межобмоточной, межслоевой, межвитковой и основной или между сердечником и катушкой. При температурах до 130 0 С применяются изоляционные материалы на основе хлопчатобумажной и шелковой ткани или на основе целлюлозы, не пропитанные или пропитанные лаком. Изоляционными материалами, выдерживающими температуры до 150 0 С, являются слюда, стекловолокно, асбест и др.

К изоляционным материалам, выдерживающим температуры до 180 ⁰C, относятся кремнийорганические.

К изоляционным материалам предъявляются следующие требования:

- высокая пластичность и механическая прочность;

- достаточная электрическая прочность;

– малая толщина;

- высокое сопротивление изоляции после изгиба;

– хорошая впитывающая способность по отношению к предыдущим веществам.

В качестве межслоевой и межобмоточной изоляции применяется кабельная бумага (при температурах до 130 0 C). Ее параметры и марки представлены в табл. 2.4.

Марка	Название бумаги, ГОСТ	Предельные отклонения по толщине						
		Среднее	В отдельных точках					
БКЛ	Конденсаторная КОН-1 и							
	КОН–2 толщиной 0,022 мм,	$\pm 0,01$	$\pm 0,01$					
1	ГОСТ 1908–66							
БТЛ	Телефонная толщиной 0,05 мм,	±0,01	$\pm 0,02$					
	ГОСТ 1931–64							
БНЛ	Намоточная толщиной 0,05 мм,	±0,01	$\pm 0,02$					
	ГОСТ 1931–64							

Характеристика кабельной бумаги

Для работы при высоких температурах рекомендуется стеклослюдинит, а при T = 500 ⁰C – неорганические материалы: стекло (для изоляции проводов), слюда (для изоляции сердечника от обмотки), керамическое покрытие (для изоляции лент сердечника), фосфатные растворы (для пропитки катушки и заливки трансформаторов).

В качестве пропиточных материалов широко используется органические лаки и компаунды. Характеристики лакированной бумаги, пропиточных материалов и материалов для покрытий и заливки представлены в табл. 2.5–2.8.

Таблица 2.5

Электрическая прочность лакированной бумаги

Марка	Толщина,		Пробивное напряжение, кВ не менее								
бумаги	ММ	Вис	ходном	При Т	$C = 105 {}^{0}C$	При относительной					
		сост	оянии		- ×	влажнос	ги воздуха				
						95 % 7	$T_{C} = 20 {}^{\circ}\text{C}$				
						в тече	ние 24 ч				
		среднее	В отдель-	среднее	В отдель-	среднее	В отдель-				
1			ных точ-		ных точ-	- 1	ных точ-				
			ках		ках		ках				
БКЛ	0,022	2,8	1,3	2,2	1,0	1,0	0,5				
						×					
БТЛ	0,05	4,1	2,3	3,5	1,7	2,0	1,0				
БНЛ	0,1	5,0	2,5	4,0	2,0	2,2	1,1				

Материалы для пропитки трансформаторов

Свойства	Лаки					Компаунды			
	МЛ-	ФЛ-	КО	КО	К–57	КП-10	КП	КП–	ЭКП-4
	92	98	-	—			-18	103	
			835	947	1				-
Вязкость по				18–	-V			2–5	
В3-4 при	25	35–60	14	25	20–30	30–50	50-	МИН	24
20 °C							80		
Рабочая тем-	100	100	1.50	•	• • • •	100	100	100	105
пература, °С	130	130	150	200	200	130	130	130	135
Водопоглоще-									, , , , , , , , , , , , , , , , , , ,
ние пленки за	0,76	0,3	0,9	—	0,035	-	-	-	
24 ч, %	Λ \vdash				$\neg \land$				
Электрическая									
прочность			~	2				2	
Кв/мм, не ме-	60	70	70	110	50	25	25	23	18
нее									
Удельное									
сопротивление	2 1013	4 1013	1014	1015	1013	1 7 1013	1014	5 1014	5 10 ¹⁴
при 20 °С,	3x10 ⁻⁵	4×10^{10}	10-	10**	10-	$1, / X 10^{-5}$	10	5X10	5x10
тангенс угла									1.1
диэлектриче-								1	
при частоте	0.01	0.07	0.007	0.003	0.005	0.045	0.06	0.021	0.015
10 ⁶ Ги при	0,01	0,07	0,007	0,005	0,005	0,045	0,00	0,021	0,015
20° C									
Диэлектриче-									
ская прони-				-	$\prec \lambda$				$\langle \rangle$
цаемость при	3,6	4,2	2,8	3,0	3,8	4,6	5,2	3,4	3,7
частоте 10 ⁶ Гц							1		
при 20 ⁰ С									

Свойства	Лаки				Компаунды					
	Э-4110	УР-	ВЛ-1	СБС-	К-55	ΓΦ–	ΓΦ-	ЭП–	ЭП-	ОЭП
		231		1		92–ГС	92–XC	51	74–Γ	-4171
Вязкость по ВЗ-	10–14	≥11	12–15	15–	18–35	30	30	35–	30–	≥25
4 при 20 [°] C				35				65	60	
Температура вы-	80	18–	18–22	60-	20	105–	18–	18–	180	120
сыхания, ⁰ С		20		120		110	22	20		
Рабочая темпера-	120	120	140	150	180	100	100	120	180	150
тура, ⁰ С										
Водопоглощение	0,9	1,0	0,3	0,45	0,7	2,64	5,52	1,9	1,1	1,14
за 24 часа, %								5		
Электрическая				~	A 1-				1	
прочность при	82	52	85	60	≥ 50	30	30	60	80	34
20 ^о С, Кв/мм										
Удельное сопро-	15	7,8.	15	1,5.	10		10	10	4.	12
тивление при 20	$1,7.10^{15}$	10 ¹⁵	10^{15}	10^{15}	$\cdot 10^{13}$	$\cdot 10^{13}$	$\cdot 10^{13}$	$6 \cdot 10^{12}$	10^{15}	$5 \cdot 10^{13}$
°С, Ом∙см										
tg δ при f = 10^6 Гц	0,02	0,02	0,027	0,02	0,006	0,02	0,04	0,03	0,026	0,03
$(T = 20 \ ^{\circ}C)$										
Диэлектрическая									1	
проницаемость	3,5	3,5	2,6	3,4	3,1	3,3	3,9	3,7	3,2	6,2
при $f = 10^{\circ} \Gamma \mu$										
$(T = 20 ^{\circ}C)$								-		

Материалы для покрытия трансформаторов и дросселей

Таблица 2.8

Материалы для заливки трансформаторов и дросселей

		r				
Свойства	ЭЗК	Кг–102	МБК-1	ЭЗК-7	МВК-2	ЭЗК-10
Удельная ударная вяз-	55		140-200	59		140
кость, Н см/см ²		\leq				
Долговечность: при тем-	20	20:75	≤+25	20	≤+25	120
пературе, ⁰ С Время, мин	60	120:40	3 месяца	80	1 месяц	50
Усадка, %	1–16	0,68	580	0,53	58	1,67
Удельное сопротивление						
при 20 ⁰ С Ом см	10^{14}	$5 \cdot 10^{14}$	$75 \cdot 10^{14}$	$\cdot 10^{14}$	$75 \cdot 10^{14}$	$\cdot 10^{14}$
$tg \delta$ при $f = 10^6 \Gamma$ ц	0,014	0,023	0,012	0,02	0,04	0,013
$(T = 20^{-6}C)$						ΛP
Диэлектрическая прони-		\leq				
цаемость при	4,6	3,0	2,5	4,0	2,9	5,0
$f = 10^6 \Gamma \mu (T = 20^{\circ} C)$						
Рабочая температура, ⁰ С	120	120	12,5	130	135	150

Примечание: долговечностью называют свойство изделия сохранять свою работоспособность (с необходимыми перерывами для технического обслуживания и ремонта) до предельного состояния, оговоренного в технической документации.

2.6. Методика расчета трансформаторов малой мощности

2.6.1. Основные расчетные формулы

Процесс преобразования напряжения сети U_C трансформатором рассмотрим по его схеме на рис. 2.3.

При включении в первичную обмотку трансформатора напряжения сети U_c , в во вторичную обмотку – сопротивления R_H в магнитопроводе появляется магнитный поток Φ_o , который индуктирует в обмотках ЭДС, равную:

$$E = 4K_{\phi} \cdot f_c \cdot W \cdot B_M \cdot S_c \cdot 10^{-4}, B, \qquad (2.1)$$

где K_{ϕ} – коэффициент формы напряжения U_C;

 f_c – частота напряжения сети;

W – количество витков обмотки;

B_M – амплитудное значение индукции материала магнитопровода;

S_c – площадь сечения магнитопровода.

Приложенное к первичной обмотке напряжение U_c уравновешивается ЭДС Е, наведенной потоком рассеяния, который замыкается, в основном, по воздуху вокруг обмоток и в промежутках между ними, а также падением напряжения в первичной обмотке:

$$U_c = -E + I_1 r_1 + I_1 x_1, (2.2)$$

где *I*₁, *r*₁, *x*₁ – ток, активное и реактивное сопротивления первичной обмотки.

Для вторичной обмотки справедливо равенство:

$$U_2 = E_2 + I_2 r_2 + I_2 x_2, (2.3)$$

где I_2 , r_2 , x_2 – ток, активное и реактивное сопротивления вторичной обмотки. Напряжение и токи в (2.2) и (2.3) представлены в комплексной форме.

При изучении процесса преобразования напряжения рассматриваются следующие его основные параметры: напряжения и токи в первичной и вторичной обмотках (в том числе и ток холостого хода), падения напряжения и потери в обмотках, потери в магнитопроводе (в режимах короткого замыкания и холостого хода), КПД.



Рис. 2.3. Процесс преобразования напряжения сети U_C трансформатором

В режиме холостого хода энергия, затрачиваемая в трансформаторе, расходуется на преобразование магнитного потока (мощность намагничивания), на потери в стали магнитопровода P_C и потери в первичной обмотке от тока холостого хода I_{OX} . Ток холостого хода содержит активную I_{OA} и реактивную I_{OP} составляющие и определяется по формуле:

$$I_{ox} = I_{oa}^2 + I_{op}^2, (2.4)$$

где $I_{oa} = P_c / U_c$, $I_{op} = H_M l_c / W_l$,

*H*_{*M*} – напряженность магнитного поля первичной обмотки;

l_c – средняя длина силовой линии первичной обмотки;

*W*₁ – количество витков первичной обмотки.

При выбранной индукции B_M величина H_M определяется по кривой намагничивания магнитопровода $B_M = \varphi(H_M)$, представленной на рис. 2.9, значение l_c – по табл. П. 1.1.–П. 1.6.

Наиболее важное значение для TTM имеет реактивная составляющая тока холостого хода I_{OP} , которая может достигать 50 % от тока I_1 на частоте 50 Гц. С ростом частоты сети при увеличении мощности трансформатора значение тока холостого хода и его реактивной составляющей снижается.

Ток намагничивания и индукция в магнитопроводе в режиме короткого замыкания ничтожно малы, а потребляемая трансформатором энергия расходуется на покрытие потерь в обмотках катушки:

$$P_k = I_l^2 \cdot r_k, \tag{2.5}$$

где *r*_k – активное сопротивление катушки.

При расчете трансформаторов требуется знать относительное значение напряжения короткого замыкания их, которое характеризует падение напряжения в обмотках. Его величина определяется из соотношения:

$$U_k = \frac{I_1 Z_k}{U_c},\tag{2.6}$$

где Z_k – полное сопротивление катушки в режиме короткого замыкания трансформатора.

Относительное значение напряжения U_k содержит активную $U_{k.a}$ и реактивную $U_{k.p}$ составляющие. Активная составляющая определяется из выражения:

$$U_{k.a} = 0.01 Jr K_{cx} W_o L_W,$$
 (2.7, a)

где *J* – плотность тока в обмотке;

р – удельное сопротивление металла провода обмотки;

*К*_{сх} – коэффициент, характеризующий схемное выполнение обмоток;

 W_o – число витков на 1 вольт;

L_W – длина провода намотки обмотки.

Реактивная составляющая:

$$U_{k.p} = \frac{2pf_c l_s J_1}{U_c},$$
 (2.76)

где l_s – индуктивность рассеяния обмоток, зависящая от геометрических размеров трансформатора и его мощности.

В ТММ реактивная составляющая $U_{k,p}$ на низких частотах мала, составляет доли процента от U_1 . С ростом частоты и мощности в ТММ $U_{k,p}$ возрастает. В высоковольтных трансформаторах при увеличении потока рассеяния значение $U_{k,p}$ также увеличивается.

С уменьшением размеров ТММ, мощности и частоты f_c активная составляющая $U_{k,p}$ возрастает и может достигать десятков процентов (например, при $f_c = 50$ Гц и $P_k = 50...100$ Вт). В этом случае ориентировочно можно считать, что $U_k = U_{k,p}$.

Индуктивность рассеяния *l*_s для различных типов намотки определяется по формулам:

для рядовой многослойной намотки по всей высоте окна магнитопровода:

$$L_{s} = \frac{1,256W_{l}^{2}l_{W}K_{p}}{hn} \left(d_{o} \frac{a_{1} + a_{2}}{3} \right) l0^{-8}, \Gamma \mu;$$
(2.8)

для чередующей намотки секциями:

$$L_{s} = \frac{1.256W_{I}^{2}l_{W}K_{p}}{h_{c}n_{I}^{2}} \left(d_{o}\frac{a_{I}+a_{2}}{3}\right) l0^{-8}, \Gamma \mu;$$
(2.9)

для тороидальной намотки по всему периметру сердечника:

$$L_{s} = \frac{1.256W_{1}^{2}l_{W}K_{c}}{\Pi\Pi\mu cp} \left(d_{o}\frac{a_{2}}{3}\right) l0^{-8}, \Gamma \mu;$$
(2.10)

где *n* – число стержней магнитопровода;

*n*₁ – число секций намотки;

КP, *КP1* – эмпирические коэффициенты, зависящие от типа намотки:

 $K_P = 0, 8...0, 9$ для слоевой и тороидальной намоток, $K_{P1} = 0, 9...1$ для чередующейся намотки секциями.

Потери мощности в трансформаторе включают потери в обмотках, в сердечнике и в изоляции. Потери в изоляции учитываются, в основном, в высоковольтных трансформаторах на повышенной частоте.

Потери в обмотках определяются по формуле:

$$P_k = J^2 r V_K K_0 K_R, (2.11)$$

где $\rho = \rho_0 [1 - 0,004 (T - T_0)]; \rho_0 = 0,0175 \ Om \ mm^2 / m$ для меди при $T_0 = 12 \ ^{o}C;$

*К*_{*R*} – коэффициент, учитывающий увеличение сопротивления провода за счет вытеснения тока к поверхности проводника.

На частотах сети до 1000 Гц ориентировочно значение $K_R \approx 1$, V_K – объем катушки. Коэффициент Ко характеризует степень заполнения окна проводом обмотки и зависит от суммарной мощности $\sum P_2$ вторичных обмоток, типа сердечника и частоты сети, рис. 2.4.

Потери в магнитопроводе. Удельные потери в магнитно-мягких материалах норминируются в зависимости от материала сердечника, толщины ленты, формы питающего напряжения и других неучтенных факторов. В общем случае удельные потери в стали определяются соотношением:

$$P_{y\partial} = P_I (f_C / f_{CH})^a (B_M / B_{MH})^b, \qquad (2.12)$$

где f_{CH} – номинированная частота питающей сети ($f_{CH} = 1000 \ \Gamma u$); B_{MH} – нормированная индукция ($B_M = 10^{-4} \ B \ c/cm^2 = T\pi$);

 P_{1} – удельные потери в материале сердечника при частоте f_{CH} и индукции B_{MH} . В табл. 2.9 приведены значения P_{yo} , коэффициентов α и β для синусоидальной и прямоугольной формы напряжения при частоте до 100 кГц. Потери в магнитопроводе при этом определяются по формуле:

$$P_c = P_{y\partial}G_c, \qquad (2.13)$$

где *G*_{*C*} – масса магнитопровода.

Коэффициент полезного действия ТММ определяется отношением отдаваемой мощности P_2 к потребляемой от сети P_{TP} :

$$h_T = \frac{P_2}{P_2 + P_{TP}},$$
 (2.14)

где $P_{TP} = P_C + P_K$.

Выбор магнитопровода для ТММ осуществляется по значению габаритной мощности *Р*_{габ}, которая устанавливает связь между основными размерами и электромагнитными нагрузками трансформатора:

$$P_{\Gamma a \delta} = 20 K_{\phi} f_C B_M S_C K_C S_0 K_0 J, \qquad (2.15)$$

где S_C и S_0 – площади сечения стали и окна магнитопровода;

 K_C и K_0 – коэффициент 61 заполнения стали и окна магнитопровода.

Таблица 2.9

Значение Р_{уд} при нормированных частоте и индукции

для магнитных материалов										
Марка	$B_{\scriptscriptstyle MH},$	f_{CH} ,	Толщина	Удельные пот	α	β				
материала	Тл	Γц	ленты,	Форма кривой напряжения						
			MM	Синусоидальная	Прямоугольная					
34 НКМП	0,5	1000	0,1	2,7	2,2	1,65	1,7			
	2.1		0,05	2,2	2,0	1,4	1,65			
			0,02	3,8	3,4	1,15	1,3			
			0,01	-	_	_				
40 НКМП	0,5	1000	0,01	5,2	4,6	1,45	1,3			
			0,05	2,8	2,4	1,5	1,3			
			0,02	3,0	2,8	1,4	1,4			
			0,01	6,9	6,1	1,3	1,3			
50 HП	0,5	1000	0,1	5,0	4,5	1,4	1,5			
			0,05	4,5	4,0	1,3	1,4			
211			0,02	2,8	2,6	1,3	1,4			
			0,01	3,6	3,3	1,2	1,3			
79 HM	0,5	1000	0,1	1,4	1,2	1,65	2,0			
			0,05	1,0	0,9	1,5	2,0			
			0,02	0,85	0,8	1,4	2,0			
			0,01	0,7	0,65	1,26	1,9			
68 HMTI	0,5	1000	0,05	2,2	1,9	1,55	1,7			
80 HXC	0,5	1000	0,1	1,4	1,25	1,7	2,0			
~ 1	$ \land \land$		0,05	1,2	1,0	1,5	2,0			
Электротехн.	1,0	1000	0,08	26	22	1,4				
сталь				~						
200 0HM1			_	_	21	1,25	2,6			
2000 HM3	0,2	20000	—	_	23	1,1	2,4			
2500 HMC1			_	_	24	1,05	1,45			


Рис 2.4. Зависимость $K_0 = \varphi$ ($\sum P2$) для трансформаторов: 1 – броневых и стержневых с напряжением до 100 В, $f_C = 50$ Гц; 2– для тех же трансформаторов с напряжением до 300 В, $f_C = 50$ Гц; 3 – для тех же трансформаторов с напряжением до 300 В, $f_C = 400$ Гц; 4 – тороидальных с напряжением до 300 В, $f_C = 1000$ Гц; 5 – тех же, $f_C = 5000$ Гц



Рис. 2.5. Зависимость $K_{CX} = \Phi(K_P)$: 1 – для обмотки без средней точки; 2 – для обмотки со средней точкой

Выходная мощность *P*₂ также связана с электромагнитными нагрузками и основными размерами магнитопровода:

$$P_{2} = \frac{40K_{\Phi}f_{C}B_{M}S_{C}K_{C}S_{0}K_{0}J}{K_{CX}} - P_{TP}, \qquad (2.16)$$

где $K_{CX} = K_P + \sqrt{K_2 (1 - K_2)} + K_1 -$ коэффициент, характеризующий распределение окна сердечника между первичной и вторичной обмотками. Если обмотки имеют среднюю точку, то $K_1 = 2$, $K_2 = 2$, при их отсутствии $K_1 = 1$, $K_2 = 1$. Зависимость K_{cx} от K_P приведена на рис. 2.5. Коэффициент K_p определяет отношение выходной мощности обмоток без средней точки к суммарной выходной мощности $K_P = \sum P_2 / (\sum P_2 + \sum P_3 + \sum P_i)$.

Трансформатор с любой схемой включения обмоток приводится к двухобмоточному с помощью расчетных формул (табл. 2.10).

Расчет ТММ выполняется либо на заданный перегрев обмоток, либо на заданное падение напряжения в обмотках, КПД и ток холостого хода. В первом случае расчет проводится для трансформаторов повышенной частоты (400 и 1000 Гц) или для ТММ при 50 Гц при мощности более 50 Вт, а также трансформаторов преобразователей напряжения с частотой преобразования более 1 кГц. Расчет на заданное падение напряжения в обмотках проводится в основном для ТММ, работающих на частоте 50 Гц с выходной мощностью до 50 Вт, трансформаторов преобразователей напряжения мощностью до 30 Вт при частоте преобразования до 5 кГц.

2.6.2. Методика расчета однофазных трансформаторов

Как уже отмечалось, расчет ТММ проводится либо на допустимый перегрев обмоток, либо на заданное падение напряжения в обмотках. Расчет ТММ на заданный перегрев включает и тепловой расчет, теоретические основы которого выходят за рамки программ для ВПУ. Поэтому рассмотрим методику расчета ТММ на заданное падение напряжения в обмотках.

Исходными данными для расчета трансформатора являются: назначение, напряжение U_C и частота f_C питающей сети; электрическая схема ТММ; действующие напряжения вторичных обмоток U_{2i} ; токи вторичных обмоток I_{2i} ; падения напряжения в обмотках ΔU_i ; допустимое напряжение короткого замыкания U_K или значение тока холостого хода I_{OX} .

Расчет ТММ выполняется, как правило, в следующей последовательности: выбор конструкции ТММ, типа магнитопровода, расчет P_{cab} ; определение типоразмера магнитопровода; выбор электромагнитных нагрузок: индукции, плотности тока; электрический расчет трансформатора, конструктивный расчет трансформатора, проверочный расчет.

Таблица 2.10

Расчетные соотношения для определения габаритной мощности и значения коэффициентов приведения тока $K_{\Pi P.1}$, $K_{\Pi P2}$ и коэффициента распределения мощности K_P в зависимости от схемного выполнения обмоток TMM

Схема выполне- ния обмоток	К _{ПР.1}	К _{ПР.2}	K_P	Габаритная мощность
	1	1	1	$\frac{\sum P_2}{2y}(1+y)$
	1	0,707	0	$\frac{\sum P_2}{2y}(\sqrt{2}+1)$
	0,707	0,707	0 < K _P < 1	$\frac{\Sigma P_2}{2y}(1\!+\!y(\sqrt{2\!-\!0,\!41K_P}))$
	0,707	0,707	0	$\frac{\Sigma P_2}{\sqrt{2}}(1 + \frac{1}{y})$
	0,707	1	1	$\frac{\Sigma P_2}{2y}(\sqrt{2}+y)$
17 19 19 17 10 1	0,707	0,0707	0 < K _P < 1	$\frac{\sum P_2}{2} \left(\frac{1}{yK_{\Pi P.1}} + \frac{1 - K_P}{yK_{\Pi P.2}} + K_P \right)$

Примечание. Коэффициент $\psi = \eta_T \cos \varphi$, $Cosj = \frac{\sum P_2 + P_K + P_C}{P_1}$.

Для ТММ преобразователей напряжения при работе на выпрямитель $\psi = \eta_T$.

Выбор конструкции ТММ, типа магнитопровода осуществляется, исходя из условий работы, частоты питающей сети и требований по ограничениям падения напряжения на обмотках или тока холостого хода.

Конструктивно ТММ может быть выполнен открытым, закрытым или защищенным. Для частоты сети 50 – 400 Гц рекомендуется броневая или стержневая конструкция магнитопровода, на частоте 1 кГц и выше – тороидальная, обращенный тор, кабельная и «шпуля».

Расчет габаритной мощности. Выбор типа магнитопровода

Габаритная мощность ТММ определяется по формулам табл. 2.10 в зависимости от электрической схемы выполнения обмоток. Значения КПД, входящего в формулы табл. 2.10, выбираются по графику на рис. 2.6 в зависимости от суммарной выходной мощности.

$$\sum P_2 = \sum P_{2i} + \sum P_{3i},$$
 (2.17)

где
$$\sum P_{2i} = U_{21}I_{21} + U_{22}I_{22} + U_{2i}I_{2i};$$

 $\sum P_{3i} = U_{31}I_{31} + U_{32}I_{32} + U_{3i}I_{3i}.$

Типоразмер магнитопровода осуществляется по табл. П. 1.7–П. 1.14 по найденному значению габаритной мощности $P_{габ}$ и заданным условиям работы (частота, ограничения на падения напряжения на обмотках). Если результаты расчета отличаются от указанных в табл. П. 1.7–П. 1.14, выбор типоразмера магнитопровода производится из табл. П. 1.1–П. 1.6 по значению $S_C S_0$:

$$S_C S_0 = \frac{P_{\Gamma a \vec{0}}}{20 K_{\Phi} f_C B_M K_C K_0 J}.$$
(2.18)

Значения K_0 , *J*, B_M выбираются по табл. П. 1.1 – П. 1.6, коэффициент K_C определяют из табл. 2.11 в зависимости от толщины ленты.

Таблица 2.11

Значения коэффициентов заполнения сталью магнитопроводов

Толщина ленты, мм	0,35	0,13	0,1–0,08	0,05	0,02
Коэффициент <i>К</i> С	0,93	0,9	0,85	0,75–0,8	0,65–0.7





- 1 броневых и стержневых трансформаторов с магнитопроводом из стали 3411 (Э 310), 3412 (Э 320) с толщиной ленты δ = 0,35 мм, f_C = 50 Гц;
 - 2 тех же трансформаторов с магнитопроводом из стали 3423 (Э 360), $\delta = 0,08$ мм, $f_C = 400$ Гц; 3 – тороидальных трансформаторов с магнитопроводом из стали 3423 (Э 360), $\delta = 0,08$ мм, $f_C = 1000$ Гц; 4 – тех же трансформаторов с магнитопроводом из стали 3423 (Э 360), $\delta = 0.08$ мл f = 5000 Гс

 δ = 0,08 мм, f_C = 5000 Гц



Рис. 2.7. Зависимости плотности тока от суммарной выходной мощности трансформаторов при *DT*_{ПЕР} ≤50 °C:

1- броневых и стержневых с магнитопроводом из стали 3421 (Э 320),

 $f_C = 50$ Гц; 2– тех же трансформаторов с магнитопроводом из стали 3423 (Э 360), $f_C = 400$ Гц; 3– тороидальных трансформаторов с магнитопроводом из стали 3423 (Э 360), $f_C = 1...5$ кГц; 4– тех же трансформаторов с магнитопроводом из сплава 34 НК МП, $f_C = 1...5$ кГц; 5– тех же трансформаторов с магнитопроводом из стали 3423 (Э 360), $f_C = 1...5$ кГц; 5– тех же трансформаторов с магнитопроводом из стали 3423 (Э 360), $f_C = 1...5$ кГц; 5– тех же трансформаторов с магнитопроводом из стали 3423 (Э 360), $f_C = 1...5$ кГц; 5– тех же трансформаторов с магнитопроводом из стали 3423 (Э 360), $f_C = 1...5$ кГц; 5– тех же трансформаторов с магнитопроводом из стали 3423 (Э 360), $f_C = 1...5$ кГц, $DT_{ПЕР} \le 80$ °C







Рис. 2.9. Зависимость $B_M = j$ (H_M) для магнитопроводов броневого и стержневого типов, $f_C = 50$ Гц (сплошные линии), сталь 3412 (Э 320) (пунктирные линии):

1– ШЛ 12, ПЛ 12 % 16, ПЛ 12 % 25; 2– ШЛ 16; 3– ШЛ 20, ПЛ 16 % 32, ПЛ 20 %4 0, ПЛ 25 % 50; 4– ШЛ 25; 5– ШЛ 32, ШЛ 40, ПЛ 32 % 64, ПЛ 40 % 40; = 400 Гц (пунктирные линии), сталь 3423 (Э 360): 6 – ШЛ 5, ПЛ6 % 12,5; 7 – ШЛ 8, ПЛ 8 % 12,5, ПЛ 10 % 12,5; 8 – ШЛ 10; 9– ШЛ 12, ПЛ 12 % 12, ПЛ 12 % 25; 10 – ШЛ 16; 11 – ШЛ 20, ПЛ 16 % 32, ПЛ 20 % 40, ПЛ 25 % 50; 12 – ШЛ 25, ПЛ 32 % 64, ПЛ 40 % 40; 13 – ШЛ 32, ШЛ 40



Рис. 2.10. Зависимости $B_M = j (Hm)$ для магнитопроводов броневого и стержневого типов:

для сплава марки супермендюр: $1 - f_C = 2000$ Гц; $2 - f_C = 1000$ Гц; $3 - f_C = 400$ Гц; для сплава марки 50 НП: $4 - f_C = 1000$ Гц; $5 - f_C = 2000$ Гц; $6 - f_C = 5000$ Гц; для стали 3423 (ЭЗ60): $7 - f_C = 600$ Гц; $8 - f_C = 1000$ Гц; $9 - f_C = 2000$ Гц

Выбор электромагнитных нагрузок магнитной индукции B_M и плотности тока производится по рис. 2.7 и 2.8. При этом целесообразно выбирать $B_M = 1,6$ Тл, для fc 400...1000 Гц.

2.6.3. Электрический расчет трансформатора

1. Число витков на один вольт ЭДС, индуктируемый в обмотке трансформатора

$$W_{O} = \frac{10}{4K_{\phi}f_{C}B_{M}K_{C}K_{O}S_{C}} .$$
(2.19)

2. При выбранном типоразмере магнитопровода падение напряжения в обмотках U_K определяется по табл. П. 1.7–П. 1.14 или по формуле (2.6).

3. Число витков первичной и вторичной обмоток:

$$W_{1} = W_{0} \cdot U_{1}(1 - \frac{U_{K}}{2}); W_{2i} = W_{0} \cdot U_{2i}(1 + \frac{U_{K}}{2}); W_{3i} = W_{0} \cdot U_{3i}(1 + \frac{U_{K}}{2}).$$
(2.20)

4. Активная составляющая тока холостого хода см. по формуле (2.4), в которой P_C находится по формуле (2.13).

5. Реактивная составляющая тока холостого хода определяется по формуле (2.4), где H_M см. по графикам на рис. 2.9 и 2.10.

6. Ток холостого хода определяется по формуле (2.4).

7. Ток первичной обмотки трансформатора

$$I_{1} = K_{np.1} \sqrt{\left(\frac{\sum P_{2}}{h_{T} U_{C}}\right)^{2} + I_{OX}^{2}} , \qquad (2.21)$$

где $K_{np.1}$ – коэффициент приведения тока, зависящий от схемы включения обмоток, определяется по табл. 2.10.

8. Сечение и диаметр провода і-й обмотки

$$q_i = I_i / J$$
; $d_i = 1.13 \sqrt{q_i}$. (2.22)

Диаметр провода с изоляцией выбирается по таблицам 2.15 и 2.16.

2.6.4. Выбор конструкции и конструктивный расчет трансформатора

Рекомендации по выбору конструкций трансформаторов и дросселей фильтров ВИП.

Для ВИП малой мощности (до 10 ВА) наиболее перспективными являются конструкции трансформаторов кабельного типа и плоские броневые; для ВИП мощности до 100 ВА – броневые трансформаторы с радиаторами; на мощности более 100 ВА применяются стержневые конструкции.

Для аппаратуры высокой надежности рекомендуется использовать герметизированные конструкции трансформаторов и дросселей, для лабораторных условий – открытые конструкции.

Таблица 2.12

Тип магнито-	<i>Р_{габ}</i> , ВА	$B_{_M}$, Тл	W_O , виток/В	${U}_k$, %	J, A/mm ²
ахв					
1	2	3	4	5	6
ШЛ 6×6,5	4,5 (-)	1,4 (1,6)	13,3	18,5 (-)	7,8 (16)
ШЛ 6×8	6 (-)		10	16,5 (-)	
ШЛ 6×10	7,5 (-)		8,6	13 (-)	X
ШЛ 6×12,5	10,5 (20)		7 (0,55)	10,5 (20)	
ШЛ 8×8	12,5 (30)	1,4 (1,6)	8 (6,5)	15,5 (19)	9,3 (13)
ШЛ 8×10	16 (37)		6,7 (5,2)	12,5 (16,7)	
ШЛ 8×12,5	20 (45)		5,1 (4,1)	10 (11,6)	$\leq \Lambda \geq$
ШЛ 8×16	25 (57)		4 (3,3)	8,5 (11,6)	
ШЛ 10×10	35 (72)	1,4 (1,6)	5 (4,1)	11 (13,1)	6,4 (10)
ШЛ 10×12,5	45 (90)		4 (3,3)	8,8 (11,2)	
ШЛ 10×16	50 (112)		3,1 (2,6)	6,7 (10,6)	
ШЛ 10×20	60 (135)		2,5 (2,0)	5,4 (8,5)	
ШЛ 12×12,5	70 (140)	1,4 (1,6)	3,3 (2,7)	7,5 (8,1)	4,6 (8,5)
ШЛ 12×16	85 (170)		2,6 (2,1)	5,9 (6,8)	
ШЛ 12×20	100 (200)		2,0 (1,72)	4,7 (5,4)	()
ШЛ 12×20	112 (250)		1,68 (1,3)	3,8 (4,1)	
ШЛ 16×16	146 (320)	1,4 (1,6)	2,0 (1,62)	4,5 (3,7)	2,9 (5,0)
ШЛ 16×20	176 (380)		1,55 (1,3)	3,6 (3,1)	
ШЛ 16×25	222 (450)		1,25 (1,0)	3,2 (2,6)	
ШЛ 16×32	250 (-)		1,0 (-)	2,5 (-)	
ШЛ 20×20	285 (-)	1,3 (-)	1,32 (-)	3,2 (-)	2,3 (-)
ШЛ 20×25	355 (-)		1,0 (-)	2,6 (-)	
ШЛ 20×32	450 (-)		0,9 (-)	2,0 (-)	
ШЛ 20×40	540 (-)	7	0,7 (-)	1,6 (-)	
ШЛ 25×25	610 (-)	1,2 (-)	1,0 (-)	2,0 (-)	1,6 (-)
ШЛ 25×32	730 (-)		0,7 (-)	1,6 (-)	
ШЛ 25×40	840 (-)		0,6 (-)	1,3 (-)	
ШЛ 25×50	990 (-)		0,5 (-)	1,1 (-)	
ШЛМ 16×16	14 (-)		10 (-)	22 (-)	8,1 (-)
ШЛМ 16×20	18 (-)		7,8 (-)	20 (-)	7,0 (-)
ШЛМ 16×25	22 (-)		6,2 (-)	18 (-)	6,2 (-)
ШЛМ 16×32	25 (-)		5,0 (-)	16 (-)	5,3 (-)

Оптимальные параметры трансформаторов на броневых магнитопроводах ШЛ и ШЛМ для $f_C = 50$ Гц и 400 Гц (в скобках указаны параметры на $f_C = 400$ Гц)

				Оконча	ние табл. 2.12
1	2	3	4	5	6
ШЛМ 20×20	30 (-)		7,8 (-)	25 (-)	9,0 (-)
ШЛМ 20×25	35 (-)	1,5 (-)	6,2 (-)	22 (-)	7,5 (-)
ШЛМ 20×32	40 (-)		5,0 (-)	18 (-)	6,0 (-)
ШЛМ 20×40	50 (-)		4,0 (-)	15 (-)	5,0 (-)
ШЛМ 25×25	60 (-)		6,2 (-)	13,5 (-)	4,7 (-)
ШЛМ 25×32	70 (-)		5,0 (-)	11,0 (-)	4,6 (-)
ШЛМ 25×40	86 (-)		4,1 (-)	9,5 (-)	4,0 (-)
ШЛМ 25×50	110 (-)		3,3 (-)	8,3 (-)	3,8 (-)

Примечание. Знак (–) означает, что данные для $f_C = 400$ Гц отсутствуют.

Таблица 2.13

Оптимальные параметры трансформаторов на стержневых магнитопроводах ПЛМ для $f_C = 50$ Гц

					r
Тип магнитопровода	P_{rab} , BA	$B_{_M}$, Тл	$U_k, \%$	J, A/MM^2	W_O , виток/В
ШЛ ахв					
ПЛМ 22×32 – 28	50	1,5	16,9	5,8	4,4
ПЛМ 22×32 – 35	70	1,5	15,3	4,7	4,4
ПЛМ 22×32 – 46	90	1,5	14,1	4,1	4,4
ПЛМ 22×32 – 58	110	1,5	12,3	3,1	4,4
ПЛМ 27×40 – 36	135	1,5	12,8	5,3	4,4
ПЛМ 27×40 – 46	160	1,5	11,3	4,6	4,4
ПЛМ 27×40 – 58	200	1,5	10	3,8	2,8
ПЛМ 27×40 – 73	270	1,5	9	3,2	2,8
ПЛМ 34×50 – 46	390	1,5	8,8	4,8	2,8
ПЛМ 34×50 – 58	450	1,5	7,3	4,1	2,8
ПЛМ 34×50 – 73	550	1,5	6	3,3	1,7
ПЛМ 34×50 – 90	680	1,5	5	3	1,7

Таблица 2.14

Расчетные данные ряда трансформаторов стержневого типа ПЛ для f_c =50 Гц (сталь 3412 толщиной ленты 0,35) и для f_c =400 Гц (сталь 3422 толщиной ленты 0,08–0,15) [1]

Типоразмер	<i>f_C</i> =50 Гц				<i>f_C</i> =400 Гц			
магнитопровода	<i>Р_{габ}</i> , ВА	$B_{_M}$, Тл	Ј, А/мм ²	U_k , %	<i>Р_{габ}</i> , ВА	<i>В_М</i> , Тл	Ј, А∕мм²	U_k ,%
1	2	3	4	5	6	7	8	9
ПЛ 8×12,5 – 12,5	0,4	1,5	1,5	24,5	15	1,6	7,5	14,8

		~				Окон	чание та	бл. 2.13
1	2	3	4	5	6	7	8	9
ПЛ 8×12,5 – 12,6	0,5	1,5	1,5	24,5	18	1,6	7,2	14,2
ПЛ 8×12,5 – 12,7	0,65	1,5	1,5	24,5	21	1,6	7	13,6
ПЛ 8×12,5 – 12,8	0,9	1,5	1,5	24,5	25	1,6	6,5	12,8
ПЛ 10×12,5 – 20	1,6	1,5	1,6	24	34	1,5	6	12,2
ПЛ 10×12,5 – 21	1,9	1,5	1,6	24	40	1,5	5,5	11,1
ПЛ 10×12,5 – 22	2,3	1,5	1,6	24	48	1,5	5	10,2
ПЛ 10×12,5 – 23	2,7	1,5	1,6	24	60	1,5	4,7	9,6
ПЛ 12×16-25	5,7	1,6	2,2	24	64	1,45	4	6,5
ПЛ 12×16 – 26	6,9	1,6	2,2	24	80	1,45	3,6	6
ПЛ 12×16-27	9,6	1,6	2,2	24	95	1,45	3,4	5,5
ПЛ 12×16-28	12	1,6	2,2	24	116	1,45	3,2	5,2
ПЛ 12×25 – 30	19	1,65	2,7	24	130	1,35	3	4,6
ПЛ 12×25 – 31	25	1,65	2,7	24	160	1,3	2,8	4,3
ПЛ 12×25 – 32	31	1,65	2,7	24	180	1,25	2,6	4
ПЛ 12×25 – 33	37	1,65	2,7	24	205	1,2	2,4	3,7
ПЛ 8×12,5 – 12,5	66	1,65	3,2	21	240	1,15	2,2	2,8
ПЛ 8×12,5 – 12,6	80	1,65	3,1	20,3	290	1,1	2	2,6
ПЛ 8×12,5 – 12,7	100	1,65	3	19,7	350	1,1	2	2,6
ПЛ 8×12,5 – 12,8	123	1,65	3	19,7	400	1,05	1,9	2,4
ПЛ 10×12,5 – 20	160	1,65	2,8	15,7	480	0,95	1,9	2,5
ПЛ 10×12,5 – 22	230	1,65	2,5	14	620	0,88	1,7	2,2
ПЛ 10×12,5 – 23	280	1,65	2,4	13,5	720	0,85	1,7	2,2
ПЛ 12,5×16 – 25	340	1,65	2,2	9,5	910	0,8	1,6	1,9
ПЛ 12,5×16 – 26	380	1,65	2	8,6	1030	0,78	1,5	1,8
ПЛ 12,5×16 – 27	430	1,65	1,8	7,8	1250	0,76	1,4	1,7
ПЛ 12,5×16 – 28	485	1,65	1,7	7,3	1450	0,74	1,4	1,7
ПЛ 12,5×25 – 30	700	1,65	1,7	5,8	1800	0,73	1,4	1,5
ПЛ 12,5×25 – 31	820	1,65	1,6	5,4	2100	0,7	1,4	1,5
ПЛ 12,5×25 – 32	1030	1,65	1,5	5,1	2500	0,67	1,3	1,4
ПЛ 12,5×25 – 33	1270	1,65	1,5	5,1	3000	0,65	1,3	1,4

Таблица 2.15 цией

-	~		U	
апактепистики	OOMOTOUULIV	Πησοπορ	C OMOREDON	WINDUCKI
	UDWUTUTIIDIA	проводов	C JMAJICBON	пзолицие
1 1		1 1		

				Таблица 2.15
Xa	рактеристики обм	оточных проводов с эма	алевой изоля	цией
Марка про-	Характеристики	Предельные размеры,		Пробивное
вода	провода	ММ		напряжение
1	2	3	4	5
	Провода мед-			
$\sim V$	ные, круглого			
	сечения, изоли-			
ПЭВ–1	рованные лаком	Ø 0,2-2,5	105	100-1700
	ВЛ-931, с изо-			
	ляцией малой			
	толщины			

			Оконч	ание таол. 2.15
1	2	3	4	5
ПЭВ–2	С изоляцией нормальной толщины	Ø 0,6-2,5	105	400–2300
ПЭТВ	Провода эмали- рованные, на- гревостойкие с изоляцией лака- ми ПЭ–939, ПЭ– 943 на основе полиэфиров	Ø 0,6–2,5	130 200	650–2800
ПЭТ–155	Провода мед- ные, круглые изолированные теплостойким лаком ПЭ–955	Ø 0,6–2,5	155	200–3300 1250–4400
ПНЭТ–имид	Провода из мед- ной никелиро- ванной проволо- ки с эмалевым покрытием	Ø 0,6-2,5	220	_
ПЭВП	Провода мед- ные, прямо- угольного сече- ния, покрытые поливинил– ацеталевыми эмалями	Ø 0,5×2,83−1,95×4,4	105	175–250

Таблица 2.16

0

0 15

Основные данные обмоточных проводов круглого сечения

Диаметр		Диа	Сопротивле-				
провода	Сечение про-		ГЭ	пнэт_	ПСК		ние постоян-
по меди,	вода, мм ²	ПЭВ–2			$\Pi C \Pi K$	ПЭЛШО	ному току,
ММ			ID	имид	педк		Ом/м
1	2	3	4	5	6	7	8
0,05	0,00196	0,08		_		0,14	9,169
0,06	0,00283	0,09	0,09	_		0,15	6,367
0,07	0,00385	0,10	0,10		-	0,16	4,677
0,08	0,00503	0,11	0,11		-	0,17	3,580
0,09	0,00636	0,12	0,12		I	0,18	2,829
0,10	0,00785	0,13	0,13	0,125	-	0,19	2,291
0,11	0,00950	0,14	0,14	0,135	_	0,20	1,895
0,12	0,01131	0,15	0,15	0,145		0,21	1,591

				γIJ		Продолж	ение табл. 2.16
1	2	3	4	5	6	7	8
0.13	0.01327	0.16	0.16	0.155	_	0.22	1.356
0.14	0.01539	0.17	0.17	0,165	_	0.23	1,169
0,15	0.01767	0,19	0.19	0,180	_	0,24	1.018
0,16	0.02011	0,20	0,20	0,19	_	0.35	0.895
0,17	0,02270	0,21	0,21	0,20		0,26	0,793
0,18	0,02545	0,22	0,22	0,21	_	0,27	0,707
0,19	0,02835	0,23	0,22	0,22	_	0,28	0,635
0,20	0,03142	0,24	0,24	0,23	-	0,30	0,572
0,21	0,03464	0,25	0,25	0,24	-	0,31	0,520
0,23	0,04155	0,28	0,28	0,27	_	0,33	0,433
0,25	0,04909	0,30	0,30	0,29	_	0,35	0,366
0,27	0,05726	0,32	0,32	0,31	-	0,39	0,316
0,29	0,06605	0,34	0,34	0,33	_	0,41	0,296
0,31	0,07548	0,36	0,36	0,35	—	0,43	0,239
0,33	0,08553	0,38	0,38	0,37	0,57	0,45	0,210
0,35	0,09631	0,41	0,41	0,39	0,59	0,47	0,187
0,38	0,1134	0,44	0,44	0,32	0,62	0,50	0,152
0,41	0,1320	0,47	0,47	0,45	0,65	0,53	0,130
0,44	0,1521	0,50	0,50	0,48	0,68	0,57	0,113
0,47	0,1735	0,53	0,53	0,51	0,71	0,60	0,0993
0,49	0,1886	0,55	0,55	0,53	0,73	0,62	0,0914
0,51	0,2043	0,58	0,58	0,56	0,77	0,64	0,0840
0,53	0,2206	0,60	0,60	0,58	0,79	0,66	0,0781
0,55	0,2376	0,62	0,62	0,60	0,81	0,68	0,0725
0,57	0,2552	0,64	0,64	0,62	0,83	0,70	0,0675
0,59	0,2734	0,66	0,66	0,64	0,85	0,72	0,0630
0,62	0,3019	0,69	0,69	0,67	0,88	0,85	0,0571
0,64	0,3217	0,72	0,72	0,69	0,90	0,77	0,0538
0,67	0,3526	0,75	0,75	0,72	0,93	0,80	0,0488
0,59	0,3739	0,77	0,77	0,74	0,95	0,82	0,0461
0,72	0,4072	0,80	0,80	0,77	0,99	0,87	0,0423
0,74	0,4301	0,83	0,83	0,80	1.01	0,89	0,04
0,77	0,4657	0,86	0,86	0,83	1,04	0,92	0,037
0,80	0,5027	0,89	0,89	0,86	1,07	0,95	0,0342
0,83	0,5411	0,92	0,93	0,89	1,10	0,98	0,0318
0,86	0,5809	0,95	0,95	0,92	1,13	1,01	0,0297
0,90	0,6362	0,99	0,99	0,96	1,17	1,05	0,0270
0,93	0,6793	1,02	1,02	0,99	1,20	1,08	0,0253
0,96	0,7238	1,05	1,05	1,02	1,23	1,11	0,0238
1,0	0,/854			1,06	1,29	1,156	0,0219
1,50	1,/0/2	1,01	1,01	—	1,19	1,08	0,00993
1,30	1,9113	1,0/	1,0/	—	1,85	1,/4	0,00950
1,01	2,0012	1,/3	1,/3	_	1,91	_	0,00830

						OR011 I	anne 14051. 2.10
1	2	3	4	5	6	7	8
1,68	2,217	1,79	1,79		1,98	_	0,00791
1,74	2,378	1,85	1,85		2,04	_	0,00737
1,81	2,573	1,93	1,93		2,11	_	0,00681
1,88	2,776	2,00	2,00		2,18	—	0,00631
1,95	2,987	2,07	2,07	_	2,25	—	0,00587
2,02	3,205	2,14	2,14		2,32	_	0,00547
2,10	3,464	2,23	2,23		2,40	_	0,00506
2,26	4,012	2,39	2,39	_	2,62	_	0,00437
2,44	4,476	2,57	2,57		2,80	_	0,00375

Оконцание табл 216

В зависимости от назначения трансформаторов рекомендуется применять следующие типы магнитопроводов:

ПЛ – в низковольтных трансформаторах наименьшего веса на частоте 400 Гц с мощностью более 500 ВА и высоковольтных трансформаторах наименьшего веса на частотах 50 и 400 Гц;

ПЛВ – в высоковольтных трансформаторах с выходным напряжением свыше 20 кВ на частотах 50, 400 и 1000 Гц;

ПЛМ – в низковольтных трансформаторах наименьшего веса на частоте 50 Гц;

ШЛ – в трансформаторах и дросселях наименьшего веса на частоте 400 Гц;

ШЛМ – в трансформаторах и дросселях наименьшего веса на частоте 50 Гц до мощностей 100 ВА;

ШЛО – в трансформаторах на частотах от 1000 до 5000 Гц;

ОЛ – в трансформаторах малой мощности на частотах 50 и 400 Гц.

При выборе типа магнитопровода проектировщик должен знать достоинства и недостатки каждого из них. На практике Ш–образные магнитопроводы (ШЛ, ШЛМ, ШЛО) проще в изготовлении и поэтому получили наибольшее распространение. Первичная и вторичная обмотки трансформаторов с Ш–образным магнитопроводом наматываются на средний стержень, крайние стержни частично защищают обмотки от механических повреждений. Недостатки Ш–образных магнитопроводов: трансформаторы броневой конструкции имеют значительную индукцию рассеяния и собственную емкость, большую чувствительность к внешним воздействиям и малую степень симметрии обмоток.

П-образные магнитопроводы (ПЛ, ПЛВ, ПЛМ) в стержневых трансформаторах, в которых обмотки разделены (располагаются на каждом стержне), обладают меньшей индуктивностью рассеяния, чем Ш-образные, и меньшим поверхностным эффектом в проводах обмоток, большей поверхностью охлаждения обмоток и меньшей чувствительностью к внешним магнитным полям: электродвижущие силы помех, наводимые в обмотках, расположенных на разных стержнях, имеют противоположные знаки, а потому взаимно уничтожаются. Внешнее магнитное поле, создаваемое стержневым трансформатором, слабее, чем у броневого, по той же причине.

Магнитопровод типа О (ОЛ) применяется в тех случаях, когда требуется, чтобы трансформатор имел минимальную индуктивность рассеяния. Внешнее магнитное поле тороидального трансформатора имеет значение лишь в осевом направлении. Основной недостаток тороидального трансформатора – наихудшая технологичность.

Кольцеобразные магнитопроводы могут быть изготовлены из ферритов, сталей и сплавов. Применять магнитопроводы из ферритов целесообразнее, так как в них меньше потери, шлифовка торцов прилегающих поверхностей (магнитопровод с зазором) позволяет уменьшить технологический зазор. Однако типоразмеры выпускаемых ферритовых магнитопроводов невелики, что существенно снижает область их применения в трансформаторах и дросселях ВИП.

Встречаются следующие разновидности конструкций из ферритов: кольцевые, броневые, Ш-образные и П-образные. Кольцевые магнитопроводы тестированы (ГОСТ 16541–76), наибольший наружный диаметр кольцевого магнитопровода Д=180 мм.

Броневой цилиндрический магнитопровод применяется, в основном, в дросселях высокой добротности в заданной полосе частот фильтруемых помех, при необходимости регулировки индуктивности, обеспечения высокой устойчивости к механическим и климатическим воздействиям, уменьшения полей рассеяния и технологичности изготовления. Наибольший диаметр Д=48,7 мм.

Ферритовые магнитопроводы типа Ш гостированы (ГОСТ 18614–79). Типоразмеры и технические условия, по которым изготовляются сердечники типа П, указаны в работе [12].

Если расчетный объем магнитопровода из феррита больше, чем можно найти в ГОСТ или ТУ, то размеры магнитопровода устанавливают сами проектировщики. При этом используются соотношения для размерных величин такие же, как для магнитопроводов типов ШЛ, ПЛ, ОЛ. Магнитопровод составляется из ферритовых пластин до нужной толщины.

После выбора типа магнитопровода и определения сечения, диаметра проводов и числа витков обмоток проверяют их размещение на магнитопроводе.

Обмотки на магнитопроводе различают двух основных типов: цилиндрические (состоящие из одного или нескольких слоев) и дисковые (или галетные), расположенные на магнитопроводе друг за другом и разделенные изолирующими прокладками.

Для уменьшения индуктивности рассеяния, улучшения симметрии полуобмоток в двухтактных трансформаторах обмотки разделяют на несколько чередующихся секций. При изготовлении трансформаторов на кольцевых магнитопроводах для уменьшения индуктивности рассеяния необходимо, чтобы внутренние и внешние слои обмотки были заполнены, рис. 2.11.

Тороидальный трансформатор с чередующимися секциями показан на рис. 2.12. Применение секционированных обмоток облегчает подсчет и подгон-

ку количества витков в первичной и вторичной обмотках базовых и коллекторных трансформаторов двухтактных преобразователей постоянного напряжения и в трансформаторах питания двухполупериодных выпрямителей.

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

Каркас состоит из гильзы, представляющей собой трубку круглого, прямоугольного или квадратного сечения. На концах гильзы укрепляются боковые щеки. При изготовлении каркаса из пластмассы его прессуют целиком. В щеки могут быть запрессованы выводные лепестки для присоединения концов обмоток.

Широко применяется бескаркасная намотка (рис. 2.11, 2.12). В этом случае вместо гильзы часто используются один или несколько слоев изоляционного материала, наложенного на поверхность магнитопровода. Витки обмоток плотно укладываются рядами. При укладке витков первый ряд наматывается в одну сторону, второй – 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 рядов в нижележащие, в результате чего напряжение между отдельными витками может увеличиться настолько, что это может вызвать пробой изоляции и выход трансформатора из строя. Чтобы предотвратить «западание», после намотки каждого ряда укладывается межслоевая изоляция, в качестве которой применяются: конденсаторная бумага толщиной 0,01 мм при диаметре провода 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 0,5 мм.





Рис. 2.11. Тороидальный трансформатор с равномерно расположенными первичной и вторичной обмотками: 1 – кольцевой магнитопровод;

– кольцевой магнитопровод.

- 2 первичная обмотка;
 3 вторичная обмотка
- Рис. 2.12. Трансформатор с чередующимися секционированными обмотками

52

Марки и толщина межслоевой изоляции для броневого и стержневого трансформаторов представлены в табл. 2.17, а для тороидальных трансформаторов – в табл. 2.18.

Таблица 2.17

Выбор межслоевой изоляции броневых и стержневых трансформаторов

Диаметр про- вода, мм	Рабочее напряжение между слоями, В	Марка и толщина изоляционного материала	Число слоев
До 0,2	До 60	Конденсаторная бумага КОН–2 0,022 мм	1
От 0,2 До 0,74	До 80	Телефонная КТН 0,05 мм, намоточная ЭН–50 0,05 мм	1
Свыше 0,8	До 100	Кабельная К–I20 0,12 мм, пропиточная ЗИП 0,11 мм	1

Таблица 2.18

Выбор межслоевой изоляции тороидальных трансформаторов

	Рабочее напря-	Число слоев Диаметр провода, мм						
Марка и толщина изоляционного материала	жение между							
	слоями, в	До 0,29	0,29–0,55	0,55–0,8	Свыше 0,8			
Пленка из фторопласта–4, 0,04 мм	До 600	1	2	3	_			
Пленка П 6Т Ф–20, 0,02 мм электроизоляционная	До 500	1	2	3	_			
Микалентная бумага с про- питкой, 0,02 мм	До 300	1	2	4	2			
Лакоткань ЛШС-2, 0,11 мм	До 300	_	_	1	1			
Стеклоткань, 0,11 мм	До 200	_	_	1	1			

Выбор межобмоточной изоляции для ТММ броневой и стержневой конструкций производится по данным табл. 2.19, а для тороидального трансформатора – по табл. 2.20.

Таблица 2.19

Выбор межобмоточной и концевой изоляции броневых и стержневых трансформаторов

Рабочее на- пряжение	Число слоев ка- бельной или про- питочной бумаги		Ширина концевой	Рабочее на- пряжение	Число с бельной питочно	Ширина концевой		
трансформатора, кВ	Между обмотками	Наружной изоляции	изоляции	трансформато- ра, кВ	Между обмотками	Наружной изоляции	изоляции	
0,127	2	2	_	2,5	10	8	10	
0,5	2	2	_	3,75	12	10	13	
0,65	3	2	_	4,8	15	12	16	
1,1	5	4	3–4	5	17	14	18	
1,5	7	б	6	6,5	20	16	20	
2	8	6	8	7,5	25	20	22	

Таблица 2.20

Выбор межобмоточной изоляции из микалентной бумаги в тороидальных трансформаторах

Рабочее напряже- ние трансформато- ра, кВ	0,127	0,5	0,65	1,1	1,5	2	2,5	3,75	4,8	5
Число слоев	2	4	5	6	8	10	12	15	17	20

После выбора числа слоев межобмоточной изоляции осуществляется расчет размещения обмоток в окне магнитопровода.

Для броневой и стержневой конструкции:

а) высота слоя намотки *i*-й обмотки, *h*_{сл}, мм:

$$h_{c\pi} = h - 2(\Delta h + d_{u\mu} + \Delta_3) \tag{2.23}$$

где *h*сл – выбирается по табл. 2.19;

d₄ – толщина щечки каркаса;

 Δ_3 – зазор между каркасом и магнитопроводом (при отсутствии каркаса $\Delta_3 = 0$, $d_{44} = 0$).

Высота слоя каждой следующей обмотки уменьшается на 0,5–1 мм для исключения возможного сброса витков;

б) число витков в слое *і*-й обмотки

$$W_{cn} = \frac{n_{cni} \times k_y}{d_{u3.i}}$$
(2.24)

где *ky* – коэффициент укладки, выбирается из табл. 2.21 и 2.22.

Таблица 2.21

Значения коэффициента укладки провода обмоток для стержневых и броневых трансформаторов

Диаметр провода,	Коэффициент укладки,	Диаметр провода,	Коэффициент укладки,
MM	$k_{\mathcal{Y}}$	MM	$k_{\mathcal{Y}}$
Менее 0,2	0,9	1	0,9
0,2–0,5	0,93	Более 1	0,85
0,5–0,8	0,95		

Таблица 2.22

Значения коэффициента укладки провода обмоток для тороидальных трансформаторов

Диаметр провода, мм	Коэффициент укладки, <i>ky</i>
До 0,8	0,75–0,8
Свыше 0,8	0,8

в) число слоев *і*-й обмотки

$$n_{C\pi i} = \frac{W_i}{W_{C\pi}} \tag{2.25}$$

г) толщина *і*–й обмотки

$$a_i = [n_{c,ni} \times d_{u_{3i}} + (n_{c,ni} - 1)d_{c,ni}] \times k_{pa_3}$$
 (2.26)

где *К*раз – коэффициент разбухания обмотки, находится по графикам рис. 2.13 – для стержневых и броневых трансформаторов и по табл. 2.23 – для тороидальных трансформаторов.

Таблица 2.23

Значения коэффициента разбухания обмоток для тороидальных трансформаторов

Диаметр провода, мм	Коэффициент разбухания, <i>краз</i>
До 0,16	1,25
От 0,16 до 0,8	1,2
Свыше 0,8	1,25





д) толщина катушки с учетом межобмоточной изоляции

$$a_{\kappa} = \sum_{i=1}^{I} a_{i} + \sum_{i=1}^{I} d_{3i} + d_{2}$$
(2.27)

где d_{ℓ} – толщина гильзы, ($d_{\ell} = 1-2$ мм для каркаса из электрокартона или бакелизированной бумаги; $d_{\ell} = 2-3$ мм для каркаса из гетинакса или пластмассы).

Зазор между *i*-й катушкой и магнитопроводом d_{3i} должен быть в пределах 0,5–1 мм, а зазор между обмоткой – в пределах 1–1,5 мм.

Проверочный расчет трансформатора малой мощности:

- 1. Средняя длина витка і-и обмотки:
- а) для ТММ броневой и стержневой конструкций

$$\mathbf{l}_{wi} = 2(A' + E') = 2h_i \times k_{pa3}$$
(2.28)

где А' и Б'- наружные размеры по периметру гильзы;

$$h_{i} = \sum_{i=1}^{n} a_{i-1} + \sum_{i=1}^{i-1} d_{3(i-1)} + \frac{a_{i}}{2}$$
(2.28')

h i – расстояние от гильзы до середины *i*–й обмотки; б) для ТММ тороидальной конструкции

$$\mathbf{l}_{wi} = 2(a+\epsilon) + 2pri \qquad (2.29)$$

где $r_i = d_i + h_i$

2. Сопротивление і-й обмотки

$$R_{i\mathrm{T}} = \frac{\mathbf{l}_{w\,i} \times W_{i} \times K_{\kappa} \times 10^{3}}{57 \, q_{i}} \tag{2.30}$$

где $K_{\kappa} = 1 + a_r \times (T_c + \Delta T_{\kappa} - 20^{\circ} \text{C})$

 $K_{\kappa} = 1$ при $T_c = 20$ °C; $\Delta T_{\kappa} = 0$

- 3. Падение напряжения в обмотках $\Delta U = I_i \times R_{iT}$
- 4. Уточняются числа витков первичной и вторичной обмоток:

$$W_1 = W_0 \times (U_1 - \Delta U_1); W_i = W_0 \times (U_i - \Delta U_i)$$
(2.31)

- 5. Потери в меди обмоток определяются по формуле (2.5).
- 6. КПД транзистора определяется по формуле (2.14).
- 7. Уточняется значение тока первичной обмотки по формуле (2.21).

2.6.5. Расчет трансформаторов преобразователей напряжения

Трансформаторы преобразователей напряжения (ТПН) отличаются от силовых ТММ тем, что токи и напряжения на их обмотках обычно несинусоидальной формы, а частота достигает сотен килогерц, что требует выбора специальных магнитных материалов для магнитопроводов.

В транзисторных автогенераторах перемагничивание магнитопровода трансформаторов происходит по предельному циклу, с заходом в область насыщения. В ТПН возможен также режим подмагничивания сердечника; их первичные и вторичные обмотки могут выполняться со средней точкой, что вызывает различие между полезной и габаритной мощностью транзистора. Все эти отличия обуславливают ряд изменений в расчетных соотношениях ТПН.

Рассмотрим эти отличия.

Ток холостого хода ТПН (среднее значение):

$$I_{ox.cp} = \frac{U_1}{R_1} \times \frac{1}{4t_3 f_n}$$
(2.32)

где *Ui* – напряжение на первичной обмотке ТПН;

*R*1 – сопротивление постоянному току первичной обмотки;

 $t_3 = \frac{L_m}{R_1}$ – электромагнитная постоянная времени первичной обмотки ТПН;

*L***m** – индуктивность намагничивания первичной обмотки;

fn – частота преобразования преобразователя напряжения.

Если ТПН работает без захода в область насыщения, индуктивность намагничивания является величиной постоянной и определяется по формуле:

$$L\mathbf{m} = \frac{W_{1^{2}} \times B_{M} \times h \times K_{c}}{2\mathbf{p} \times H_{m}} \times \mathbf{l}_{n} \frac{D}{d}, \qquad (2.33)$$

57

где *h=a* – толщина кольцевого магнитопровода;

D и *d* наружный и внутренний диаметры;

*Н*_{*m*} – напряженность магнитного поля.

При перемагничивании магнитопровода ТПН с заходом в область насыщения в схемах автогенераторов магнитная проницаемость материала магнитопровода резко уменьшается. Это приводит к снижению *L m* и увеличению *Iox.cp*, который приближенно равен:

$$I_{ox.cp} \approx Id \times h_{21} \times K_{Hac} , \qquad (2.34)$$

где Id – ток базы силового транзистора; h_{213} – коэффициент усиления по току транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером; K_{hac} – возможный выброс тока коллектора (или базы) транзистора в режиме переключения ($K_{hac} = 2...3$ для импульсной формы напряжения преобразователя напряжения).

С ростом частоты f_n ток холостого хода сильно уменьшается и составляет несколько процентов действующего значения тока первичной обмотки ТПН. Поэтому провод первичной обмотки ТПН в этом случае выбирают по действующему значению тока:

$$I_1 = \frac{\sum P_2}{\sqrt{n_1 \times h_n \times U_1}},$$
(2.35)

где *n*¹ – коэффициент трансформации напряжения ТПН;

 h_n – КПД преобразователя.

Среднее значение падения напряжения в обмотках ТПН при активной нагрузке определяется по формуле:

$$\Delta U_{cpi} = I_i \cdot R_i \,. \tag{2.36}$$

Падение напряжения в обмотках, рассчитанное по формуле (2.36), не учитывает падения напряжения на индуктивности рассеяния L_s обмоток, которое зависит также от скорости изменения тока в обмотке в момент формирования прямоугольного напряжения. В современных схемах преобразователей напряжения применяются элементы, уменьшающие длительность фронтов импульсов, поэтому они мало влияют на среднее значение выходного напряжения. Индуктивность рассеяния первичной обмотки (незначительно больше индуктивности рассеяния вторичной обмотки) в тороидальных ТПН может быть сведена к минимуму при намотке первичной обмотки по всему периметру и ближайшим ее расположением к магнитопроводу. Уменьшение индуктивности рассеяния вторичной обмотки также достигается ее намоткой по всему периметру магнитопровода.

Поэтому влиянием падения напряжения на индуктивности рассеяния на среднее значение выходного напряжения ТПН можно пренебречь.

Значения индукции трансформаторов усилителей мощности выбираются аналогично силовым ТММ. Для автогенераторов с насыщающимся ТПН индукция B_M выбирается равной B_s . Чтобы уменьшить влияние температуры на стабильность частоты преобразователя, в качестве материалов магнитопровода рекомендуются материалы, у которых индукция насыщения B_s практически не зависит от температуры, как например: пермаллой марок 40 НКМ, 79 НМ, 34 НКМП и др.

В двухтактных преобразователях напряжения из-за несимметрии его плеч, различия длительности импульсов, параметров транзисторов, разного количества витков полуобмоток первичной обмотки ТПН возможен режим подмагничивания ТПН постоянной составляющей тока. Это приводит к появлению пиков тока в первичной обмотке ТПН, нарушению режима работы транзисторов преобразователя, увеличению потерь в ТПН и транзисторах, увеличению массы и габаритов ТПН из-за необходимости снижения B_M .

Основным способом борьбы с подмагничиванием ТПН являются: выбор магнитопровода с линейной характеристикой намагничивания, уменьшения значения индукции B_M до уровня $B_M = 0.5 B_s$; намотка полуобмоток со средней точкой двумя проводами, а также симметрирование прямоугольного напряжения в схеме преобразователя.

Расчет трансформаторов преобразователей напряжения проводится с учетом особенности работы их схем. В качестве ТПН чаще всего используются тороидальная конструкция магнитопровода из железоникелевых сплавов (при влиянии температуры) или из ферритов (для лабораторных условий).

Расчет ТПН может выполняться на заданную температуру нагрева или падение напряжения в обмотках.

Выбор типоразмера магнитопровода проводится по габаритной мощности *Ргаб*. Рекомендуется использовать типоразмер магнитопровода, указанный в ряду унифицированных сердечников (табл. П. 1.5, П. 1.6, П. 1.11, П. 1.14).

Расчет основных параметров ТПН рекомендуется проводить в следующей последовательности:

1. Габаритная мощность определяется по формулам табл. 2.10 в зависимости от суммарной выходной мощности $\sum P_2$, КПД преобразователя h_n и схемы включения обмоток ТПН.

2. Пользуясь данными таблицами Приложения находятся: плотность тока в обмотках j, относительное значение напряжения короткого замыкания Uk, типоразмер магнитопровода, магнитная индукция B_M , частота преобразования, толщина ленты для магнитопровода, КПД ТПН определяется по графикам рис. 2.14.

Если для трансформаторов усилителей мощности, выполненных на ленточных сердечниках по табл. П. 1.5, П. 1.6 значения $B_M = 0,75 B_s$, то принимается $B_M = 0,75 B_s$. Для ферритов с учетом изменения B_M от температуры выбирается $B_M = 0,175$ Тл для 2000 НМ1 и 2000 НМ3, а для 2500 НМС1 $B_M = 0,25$ Тл. Для автогенераторов с насыщающимся трансформатором $B_M = B_s$. Для сплавов 34НКМП и 50НП $B_M = 1,45$ Тл, для 79 НМ $B_M = 0,75$ Тл, для 40 НКМ $B_M = 0,6$ Тл.



Рис 2.14. Зависимости КПД трансформатора от суммарной выходной мощности и частоты преобразователя

Электрический расчет рекомендуется выполнять в следующей последовательности:

1. Число витков на 1 вольт – по формуле (2.19).

2. Число витков первичной и вторичной обмоток – по формулам (2.20).

3. Ток первичной обмотки предварительно, без учета тока холостого тока, – по формуле (2.35).

4. Действующие значения токов вторичных обмоток – по формуле

$$I_i = \frac{I_{Hi}}{\sqrt{2}} \tag{2.36}$$

где *Іні* – ток *і*-й вторичной обмотки.

5. Выбор сечения и диаметра провода обмоток производится аналогично силовым ТММ – по формуле (2.22). При выполнении конструктивного расчета выбор межслоевой изоляции, размещение обмоток в окне магнитопровода проводятся аналогично силовым ТММ.

Проверочный расчет рекомендуется выполнять в следующей последовательности:

1. Индуктивность первичной обмотки определяется по формуле (2.33), где напряженность магнитного поля соответствует индукции B_M , выбирается с табл. П. 1.11.

2. Электромагнитную постоянную времени ТПН – по формуле (2.32).

3. Действующее значение тока первичной обмотки – по формуле (2.35).

4. Среднее значение тока холостого хода – по формуле (2.32).

5. Сопротивление обмоток – по формуле (2.30).

6. Падение напряжения в обмотках – по формуле (2.36).

7. Уточняется число витков первичной и вторичной обмоток – по формулам (2.31).

8. Определяются потери в меди обмоток по формуле (2.11), потери в стали – по формуле (2.13).

9. КПД трансформатора – по формуле (2.14).

Расчет изоляции ТПН выполняется аналогично ТММ. Пример расчета ТПН представлен в разделе 5.2.

Глава 3. З ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

3.1 Основные схемы выпрямителей и их особенности

Выпрямитель является одним из основных узлов вторичного источника питания (ВИП) и предназначен для преобразования (выпрямления) переменного напряжения в постоянное. Существуют различные схемы выпрямителей: однополупериодные, двухполупериодные, однофазные, многофазные, с удвоением напряжения и др. Схемы этих выпрямителей представлены на рис. 3.1–3.5.



Рис. 3.1. Схема однополупериодного выпрямителя переменного напряжения в постоянное (a) и диаграмма его напряжений (б)



Рис. 3.2. Схема двухполупериодного выпрямителя (а) и диаграмма его напряжений (б)



Рис. 3.3. Схема мостового выпрямителя (а) и диаграмма его напряжений (б)

Основным элементом выпрямителя служит вентиль. Вентилем называется прибор с односторонней проводимостью. Его вольтамперная характеристика представляет собой зависимость тока через вентиль от приложенного напряжения, рис. 3.6.

Вентиль, обладающий нулевым внутренним сопротивлением R_i при $U_{6x} > 0$ и бесконечным $R_{obp} \neq \infty$ при $U_{6x} < 0$, называется идеальным. В идеальном вентиле обратного тока нет. В действительности обратное сопротивление $R_{obp} \neq \infty$. Поэтому всякий вентиль имеет обратный ток. Он значительно меньше прямого тока, но существует и искажает выпрямительный эффект вентиля.

Если на вентиль подать переменное синусоидальное напряжение, то для положительной полуволны вентиль будет пропускать ток, а для отрицательной – нет. В результате мы получим выпрямление только за половину периода синусоидального входного напряжения, а вторая часть полупериода будет отсутствовать на выходе вентиля, что снижает эффективность его. Этот режим работы вентиля называется однотактным или однофазовым, а выпрямитель – однополупериодным. В качестве вентиля могут быть использованы электровакуумные лампы, полупроводниковые диоды и тиристоры. Тиристоры отличаются от полупроводниковых диодов наличием управляющего электрода наподобие управляющей сетки в электровакуумной лампе. Полупроводниковый диод содержит один p-n переход. Тиристор имеет несколько p-n переходов, причем в один из слоев (т.е. в p-слой) внедрен управляющий электрод для изменения его потенциала. Для этого достаточно небольшого положительного напряжения по сравнению с напряжением на аноде тиристора. Это позволяет открывать тиристор на определенное время.

Схема двухполупериодного выпрямителя представлена на рис. 3.2.

В этой схеме выпрямление осуществляется во время обоих полупериодов синусоидального напряжения.

Диаграммы токов и напряжений в двухполупериодном выпрямителе представлены на рис. 3.2, б. В нагрузке двухполупериодного выпрямителя мы получили пульсирующий выпрямленный ток.

Мостовая схема выпрямителя представлена на рис. 3.3. В данной схеме прямое и обратное напряжение приложено только к одной паре диодов, например, *VD1* и *VD2* или *VD3* и *VD4*, поэтому они меньше нагружены и работают более устойчиво и надежно. Недостатком схемы является большее количество полупроводниковых диодов, чем в двухполупериодной схеме.

Схема трехфазного выпрямителя представлена на рис. 3.4. В этой схеме количество выпрямленных пульсирующих токов увеличивается втрое по сравнению с однополупериодным выпрямителем. Это увеличивает частоту пульсаций и уменьшает размеры элементов фильтров. Схема многофазного выпрямителя представлена на рис. 3.4, а.

Многофазные выпрямители являются более экономичными, обладают меньшими объемами, массами и более высокими удельными характеристиками: *P/V* и *P/m*.

Встречаются выпрямители: трехфазные, шестифазные, 12-фазные, 18фазные, 24-фазные и т.д.

В простейшей трехфазной схеме, рис. 3.4, а, первичные и вторичные обмотки трехфазного трансформатора имеют одинаковое число фаз (ml=m2=3). Первичные обмотки могут быть соединены звездой или треугольником, а вторичные – только звездой. Вторичные обмотки создают трехфазную систему ЭДС, симметричных относительно нулевой точки. На схеме видно, что все вентили отрицательным электродом подключены к нагрузке, которая подключена к нулевой точке трехфазного трансформатора.

На выходе 3-х однополупериодных выпрямителей появляются три выпрямленных напряжения, сдвинутых по фазе относительно друг друга на угол 120°, рис. 3.4, б.

Каждый вентиль проводит ток только в то время, когда напряжение на его положительном электроде больше, чем на отрицательном. Остальные вентили в это время закрыты. Если сравнить пульсации выпрямленного трехфазного и однофазного выпрямителей, то в трехфазном они значительно меньше. Частота пульсаций в трехфазном выпрямителе равна числу фаз, умноженной на частоту питающего напряжения, а для двухтактных выпрямителей мы будем иметь шестифазную схему, следовательно, частота пульсаций будет в 6 раз больше, чем однофазной. Это позволяет использовать дроссель фильтра с индуктивностью и массой в 6 раз меньше.

Недостатком многофазных выпрямителей является необходимость иметь трехфазную сеть питания, более сложный трансформатор и большее количество вентилей.

При необходимости получить более высокое значение выходного напряжения используются схемы выпрямителей с удвоением напряжения, рис. 3.5. Эти схемы создаются на базе отдельных выпрямителей с емкостной нагрузкой. Принцип действия схем удвоения заключается в том, что последовательно соединенные конденсаторы заряжаются каждый в отдельности от сравнительно низковольтного источника ЭДС, но так как эти конденсаторы по отношению к нагрузке соединены последовательно, то выходное напряжение схемы приблизительно равно сумме напряжений на конденсаторах.



Рис. 3.4. Схема многофазного выпрямителя (а) и диаграмма его напряжений (б)



Рис. 3.5. Схема выпрямителя с удвоенным напряжением



Рис. 3.6. ВАХ идеального вентиля

Внутреннее сопротивление схемы удвоения возрастает с увеличением числа каскадов, поэтому такой выпрямитель должен работать на высокоомную нагрузку. Большое внутреннее сопротивление выпрямителя приводит к большому уровню пульсаций.

3.2 Работа выпрямителя на активную, индуктивную или емкостную нагрузки

Схема выпрямителя, работающего на активную нагрузку, представлена на рис. 3.7.

Для рассмотрения работы выпрямителя на разные виды нагрузок оценим их следующими основными показателями:

- средним значением выпрямленного напряжения;

- средним значением выпрямленного тока;

- коэффициентом пульсаций *К*_n.

После выпрямления на выходе вентиля появляются постоянная и переменная составляющие напряжения и тока, Это можно записать так:

$$U_{Bbix} = U_0 + \sum_{i=1}^{\infty} U_{mi} \times \sin (imWit + j_i), \qquad (3.1)$$

где *U* вых – выпрямленное напряжение на выходе выпрямителя;

 $U_{\it mi}$ – амплитуда переменной составляющей *i*-й гармоники (пульсации);

m – число фаз выпрямления;

Wi – круговая частота *i*–й гармоники;

ј і – фазовый сдвиг *і*–и гармоники;

U о – постоянная составляющая выпрямленного напряжения.

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения равен:

$$K_n = \frac{U_{mi}}{U_0}, \qquad (3.2)$$

где *U*_{mi} – амплитуда первой гармоники пульсаций.

При включении в качестве нагрузки на выходе выпрямителя активного сопротивления *R*_{*H*} ток через *R*_{*H*} будет равен:

$$I_0 = I_H = \frac{U_{Bblx}}{R_H}.$$
(3.3)

Он в точности повторяет форму пульсирующего напряжения на выходе каждого вентиля.

Действующее значение тока вентиля будет равно:

$$I_{\partial} = I_{Bblx} \sqrt{2} = \frac{U_{Bblx}}{R_H} \sqrt{2} . \qquad (3.4)$$



Рис. 3.7 Схема выпрямителя, работающего на активную нагрузку

Коэффициент полезного действия выпрямителя равен:

$$h = \frac{P_0}{P_j + P_{mp} + P_{BeHm}},\tag{3.5}$$

где *P* 0 – мощность в цепи выпрямителя (полезная мощность или мощность в нагрузке);

Рmp – мощность потерь в трансформаторе;

Р вент – мощность потерь вентиля.

Схема выпрямителя с индуктивной нагрузкой представлена на рис. 3.8.

В данную схему, кроме индуктивности, включен резистор R_{H} , но общее сопротивление выпрямленному току (пульсациям), в основном, равно реактивному сопротивлению индуктивности, которое значительно больше активного, т.е.

$$Z_{H} = W \times L . \tag{3.6}$$

Переменная составляющая выпрямленного напряжения выделяется на индуктивном сопротивлении WL, а постоянная – на активном R_{H} . Таким образом, схема позволяет разделить U_0 и U_{mi} , выделив их на разных элементах.

Чем больше индуктивность L, чем больше ее реактивное сопротивление WL, тем большая часть пульсаций выделяется на ней, тем меньше их в нагрузке и тем ниже значение Kn.

В случае индуктивной нагрузки форма выпрямленного тока *I*_{*н*}, будет иметь вид, показанный на рис. 3.9.

При большой индуктивности ток через дроссель не может измениться скачком, а изменяется медленно, спадая по экспоненте, т.е. происходит сглаживание пульсирующего тока.

Таким образом, при работе выпрямителя на индуктивную нагрузку расчет выпрямителя сводится к выбору такого дросселя (или катушки индуктивности), чтобы его реактивное сопротивление *WL* было намного больше *R*_{*H*}. Другими словами, должно выполняться неравенство:

$$WL >> R_H, \qquad (3.7)$$

Схема выпрямителя с емкостной нагрузкой представлена на рис. 3.10. В этой схеме конденсатор включен параллельно нагрузке и при большой емкости представляет малое сопротивление пульсирующим составляющим выпрямленного напряжения.



Рис. 3.8. Схема выпрямителя с индуктивной нагрузкой



Рис. 3.9. Форма выпрямленного тока при индуктивной нагрузке



Рис. 3.10. Схема выпрямителя с емкостной нагрузкой

Коэффициент пульсаций этой схемы определяется по формуле:

$$K_n = \left(\frac{R_{i\partial} + R_{mp} \times 2}{\mathbf{v}mC}\right),\tag{3.8}$$

где *Ri∂* и *Rmp*.2 – внутреннее сопротивление диода в прямом включении и сопротивление вторичной обмотки трансформатора постоянному току.

Для однополупериодного выпрямителя m=1, для двухполупериодного m=2. Формы напряжения на конденсаторе и сопротивлении нагрузки совпадают и имеют вид, показанный на рис. 3.11.

Мы рассмотрели простейшие фильтры с использованием одного реактивного элемента (дросселя или конденсатора).

Более высокими фильтрующими свойствами обладают фильтры, состоящие из нескольких звеньев, содержащих реактивные элементы *L* и C, как это показано на рис. 3.12, г.

Коэффициент сглаживания пульсаций этих фильтров равен:

$$K_{cc} = \left(mW^2LC - 1\right), \tag{3.9}$$

где *n* – количество Г-образных звеньев *LC*.

3.3 Методика расчета выпрямителя, работающего на пассивный фильтр

Пример расчета выпрямителя, работающего на пассивный фильтр. Исходные данные для расчета: напряжение на входе фильтра: $U_{6x} = 40$ В; амплитуда пульсаций первой гармоники $U_{mi} = 2$ В; постоянная составляющая тока на-грузки $I_0 = 0,2$ А; частота напряжения $f_c = 50$ Гц,

$$w_c = 2pf_c . (3.10)$$

1. Выбор схемы выпрямителя: схема выпрямителя выбирается, исходя из допустимого значения коэффициента пульсаций:

$$K_n = \frac{U_{m1}}{U_{ex}} = \frac{2}{40} = 0.05, \qquad (3.11)$$

величины выпрямленного напряжения и мощности, частоты пульсаций, напряжения вторичной обмотки и т.д.

Однополупериодная схема обычно применяется при выпрямленных токах до нескольких десятков миллиампер для случаев, когда не требуется высокая степень сглаживания выпрямленного напряжения.

Двухполупериодная схема со средним выводом вторичной обмотки применяется в низковольтных выпрямителях. Ее недостатком, как уже указывалось, является наличие постоянного и переменного напряжений, приложенных к выпрямителю и обмоткам трансформатора, что приводит к его перегрузке и перегреву.



Рис. 3.11. Форма напряжения на конденсаторе фильтра



Однофазная мостовая схема обладает высоким значением коэффициента использования мощности, поэтому рекомендуется для использования в устройствах повышенной мощности при входных напряженияхот десятков до сотен вольт.

Схемы удвоения напряжения применяются при необходимости получить высокое выходное напряжение (1–2 кВ) и при малых токах.

Трехфазная однотактная схема используется для выпрямления низких напряжений при повышенных мощностях (свыше 500 Вт). В этой схеме коэффициент использования трансформатора низок, имеет место его вынужденное намагничивание.

2. Для выбора схемы выпрямителя находим мощность на его нагрузке

$$P_0 = U_0 \times I_0 = 40 \times 0.2 = 8Bm \tag{3.12}$$

и сопротивление нагрузки

$$R_{H} = \frac{U_{0}}{I_{0}} = \frac{40}{0.2} = 200 \, O_{M} \tag{3.13}$$

3. Исходя из заданных значений K_n , U_0 , I_0 и рекомендаций по выбору схемы выпрямителя, выбираем мостовую схему. Формулы для расчета выпрямителей различных схем представлены в табл. 3.1 (I).

Таблица 3.1

Схема выпрямителя	т	Inp.cp.	Иобр.	Inp	Кг	$K_{L\times 10}^{-3}$	r	E2,(U2)
Однополупериодная, однофазная	1	Ιο	$\approx 3U_0$	≈7 <i>I</i> 0	2,3	4,1	$R_{\partial u\phi}+r_{\mathrm{T}}$	BU0
Двухполупериодная, со средним выводом	2	<i>I</i> 0/2	$\approx 3U_0$	≈3,5 <i>I</i> 0	4,7	4,3	$R_{\partial u\phi}+r_{\mathrm{T}}$	BU0
Однофазная мостовая	2	<i>I</i> 0/2	≈1,5U0	≈3,5 <i>I</i> 0	3,5	5	2 R диф+ r т	BU0
Удвоение напряжения	1	Ιο	≈1,5U0	≈7 <i>I</i> 0	0,9	1,25	$R_{\partial u}\phi + r_{\mathrm{T}}$	<i>BE</i> 0/2
Трехфазная (звезда–звезда)	3	<i>I</i> 0/3	$\approx 3U_0$	≈2,3 <i>I</i> 0	6,9	4,1	$R_{\partial u}\phi + r_{\mathrm{T}}$	BEo

Формулы для расчета выпрямлений с емкостным фильтром

4. Обратное напряжение выпрямительных диодов (табл. 3.1):

$$U_{odp} = 1,5 \times U_{ex} = 1,5 \times 40 = 60B \tag{3.14}$$

5. Выпрямленный (средний) ток, приходящийся на один вентиль:

$$I_{cp} = 0,5 \times I_0 = 0,5 \times 0,2 = 0,1A \tag{3.15}$$

6. По току вентиля и обратному напряжению выбираем диод КД 109 А (табл. П. 1.7).

Его параметры: $I_{np.cp.} = 0,3A$

Uобр.max =
$$100B$$
; Unp = $1B$

Внутреннее сопротивление вентиля

$$r_{\theta} = \frac{1,2U_{np}}{I_0} = \frac{1,2\times 1}{0,2} 6O_{\mathcal{M}}$$
(3.16)

Для дальнейшего расчета выпрямителя необходимо знать параметры трансформатора: активное сопротивление rmp, индуктивность рассеяния обмоток L_s , реактивное сопротивление xmp, сопротивление фазы $r\phi$ и определяющий параметр A*, [2].

Эти параметры находятся следующим образом [2]:

$$r_{mp} = K_{\mathcal{E}} \frac{R_{\mathcal{H}}}{f_c \times B_{\mathcal{M}}} \sqrt{\frac{s \times f_c \times B_{\mathcal{M}}}{I_0 \times U_0}}, \qquad (3.17)$$

где K_{ℓ} – коэффициент, зависящий от схемы выпрямителя, определяется по табл. 3.1 (для мостовой схемы $K_{\ell} = 3,5$);

s – число стержней магнитопровода.

Для частоты питающей сети выбираем броневой магнитопровод, для которого при $P_2 = 8$ Вт, $f_c = 50$ Гц, $B_M = 1,25$ Тл, S = 1.

После подстановки всех значений в формулу (3.17) получим: 7.

$$r_{mp} = 3,5 \times \frac{200}{50 \times 1,25} \sqrt{\frac{1 \times 50 \times 1,25}{40 \times 0,2}} = 10 \ OM$$
 (3.18)

8.

$$L_{s} = K_{L} \frac{R_{H} \times 10^{-3}}{f_{c} \times B_{M}} \sqrt{\frac{s^{3} \times I_{0} \times U_{0}}{f_{c} \times B_{M}}},$$
(3.19)

где *KL* = 5 (см. табл. 3.1).

$$L_{s} = 5 \times 10^{-3} \frac{200}{_{50c} \times 1,25} \sqrt{\frac{1^{3} \times 40 \times 0,2}{_{50} \times 1,25}} = 9 \times 10^{-3} \Gamma H$$
(3.20)

Примечание. Параметр $A = \frac{p(r_{mp} + r_{\theta})I_0}{m \times U_0}$

где *т* – число фаз выпрямления,

*U*⁰ – постоянные составляющие выпрямленного тока и напряжения,

q – угол отсечки выпрямителя, определяемый с помощью формулы (3.24).

9.
$$x_{mp} = 2p f_c m L_c = 6,28 \times 50 \times 9 \times 10^{-3} \times 2 = 5,7 \ Om$$
. (3.21)

10.
$$r\phi = r_{mp} + 2r_{\theta} = 10 + 2 \times 6 = 22 \ OM$$
. (3.22)

$$=\frac{p \times r_{\phi} \times I_0}{m \times U_0} = \frac{3.14 \times 22 \times 0.2}{2 \times 40} = 0.16$$
 (3.23)

$$y_{\Gamma O \Pi} \ _j = arctg\left(\frac{x_{mp}}{r_{\phi}}\right) = arctg\left(\frac{5,7}{22}\right) = 10^{\circ}$$
 (3.24)

Дальнейший расчет выполняем с помощью графиков, позволяющих определить коэффициенты В*, Д* и Н*, зависящие от основного параметра А, рис. 3.13, 3.14 и 3.15.

Из графиков находим В (А) = 0,9; Д (А) = 2,7; Н (А) = 180.

12. Определяем требуемые уточненные значения тока и обратного напряжения вентиля:

$$I_{B} = 0,5 \quad I_{0} = 0,5 \times 2,7 \times 0,2 = 0,27 \quad 1,57$$

$$I_{np.cp.max} = 1,57 \times 0,3 = 0,371 \quad A \quad (3.25)$$

$$U_{o\delta p.} = 1,41 \times B \times U_{BX} = 1,41 \times 0,9 \times 40 = 50B < U_{o\delta p.max} = 100 \quad B$$

Видно, что выбранные диоды пригодны к работе в мостовой схеме, рис. 3.16.

Примечание. Параметры В, Д и Н означают:

В выпрямителе используются четыре диода, соединенные по мостовой схеме.

13.Определяем напряжение, ток и мощность трансформатора, [2]:

$$U_2 = B \times U_0 = 0.9 \times 40 = 36B \tag{3.26}$$

14. Ток первичной обмотки

$$I_1 = 0,707 \times \mathcal{I} \times I_0 \frac{U_2}{U_1} = 0,707 \times 2,7 \times 0,2 \frac{40}{220} = 0,07A$$
(3.27)

15. Ток вторичной обмотки

$$I_2 = 0,707 \times \mathcal{A} \times I_0 = 0,707 \times 2,7 \times 0,2 = 0,38 \quad A \tag{3.28}$$

16. Габаритные мощности первичной и вторичной обмотки трансформатора одинаковы и равны:

$$S_1 = S_2 = 0,707 \times B \times \mathcal{A} \times P_0 = 0,707 \times 0,9 \times 2,7 \times 8 = 12 \quad BA$$
(3.29)



Рис. 3.13. Зависимость коэффициента *В* от параметра *А*

Рис. 3.14. Зависимость коэффициента Д от параметра А


Рис. 3.15. Зависимость коэффициента Н от параметра А



Рис. 3.16. Схема выпрямителя

17.Определяем емкость конденсатора фильтра, обеспечивающего пульсацию $K_n = 0.05$, [2]:

$$C = \frac{H}{K_n \times r_\phi} = \frac{180}{0.05 \times 22} = 170 \quad \text{MK}\Phi \tag{3.30}$$

Выбираем два параллельно включенных конденсатора емкостью по 100 мкФ с рабочим напряжением 100 В типа К73–25.

18. Определяем коэффициент пульсации

$$K_n = \frac{H}{C \times r_{\phi}} = \frac{180}{200 \times 22} = 0,041 \tag{3.31}$$

К основным недостаткам сглаживающих *LC*-фильтров относятся:

1. Для маломощных ВИП объем и масса дросселя сглаживающего фильтра соизмеримы с объемом и массой силового трансформатора, в результате чего источник питания оказывается тяжелым и громоздким.

2. Дроссель фильтра, обладая магнитным полем, создает помехи в работе РЭА.

3. В дросселе и конденсаторе фильтра протекают сложные переходные процессы, искажающие работу некоторых устройств (усилителей, генераторов и т.п.).

3.4. Активные фильтры

Указанные недостатки *LC*-фильтров привели к попыткам применять вместо них активные фильтры. Их принцип действия основан на свойстве вольтамперной характеристики транзистора обладать большим сопротивлением переменному току и малым сопротивлением постоянному току, аналогично дросселю. Различие величин этих сопротивлений легко уточнить с помощью семейства коллекторных характеристик транзистора. Ток коллектора в основном определяется током эмиттера. Этот вывод следует из того, что характеристика идет с очень малым наклоном к оси абсцисс.

При условии поддержания тока эмиттера постоянным любое изменение напряжения на коллекторе ведет к изменению переменной составляющей сопротивления коллекторной цепи R_{κ} :

$$R_{\kappa} = \frac{\Delta U_{\kappa \mathfrak{I}}}{\Delta I_{\kappa}}$$

Если сопротивление транзистора постоянному току имеет величину в несколько десятков Ом, то величина R_{κ} имеет порядок несколько кОм.

Активные фильтры могут различаться: по типу активного элемента (транзисторные и на микросхемах) и по способу подключения нагрузки к активному элементу (последовательно и параллельно).

При последовательном включении нагрузки она может быть включена в цепь эмиттера или в цепь коллектора. Более стабильной при изменении электрических режимов, нагрузки и температуры является схема активного фильтра при включении нагрузки в цепь эмиттера, рис. 3.17.

В этой схеме на базу транзистора подается напряжение, отфильтрованное цепочкой R_1 (или R_1C_1 и R_2C_2). Так как напряжение между базой и эмиттером биполярного транзистора мало, то напряжение на выходе (в эмиттерном повторителе) будет мало отличаться от напряжения U_0 . Пульсация на выходе этой схемы зависит от фильтра R_1C_1 , а если пульсация недостаточна, то включается второе звено фильтра R_2C_2 .

Так как выходное сопротивление эмиттерного повторителя мало, то этот фильтр малочувствителен к изменению сопротивления нагрузки и температуры. Резистор R_1 выполняет роль не только элемента фильтра, но и смещения для транзистора.

Коэффициент пульсаций этой схемы определяется формулой:

$$K_{cc} = \frac{U_0}{U_{ex}} \times \frac{1}{\sqrt{\frac{h^2_{119} \times h^2_{229}}{(1+h_{219})^2} + \frac{1}{(mW_nR_1C_1)^2}}},$$
(3.32)

где $n_{ij} - i$ -й параметр транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером;

m – число фаз (полупериодов) выпрямленного напряжения;

Wn – круговая частота пульсаций;

 U_{ex} падение напряжения на конденсаторе *C*.

3.5. Методика расчета активного фильтра

Расчет транзисторного фильтра выполняем в последовательности, изложенной в работе [2].

Исходные данные для расчета активного фильтра такие же, как и для пассивного:

напряжение на выходе фильтра $U_0 = 40B$, $I_0 = I_h = 0, 2A$;

коэффициент пульсаций на входе фильтра $K_{n.ex.} = 0.05$;

коэффициент пульсаций на выходе фильтра Кл.вых. = 0,001;

частота пульсаций $f_n = 100 \ \Gamma \mu$;

коэффициент сглаживания пульсаций $K_{ce.} = \frac{K_{n.6x}}{K_{n.6bix}} = \frac{0,05}{0,001} = 50$



Рис. 3.17. Схема активного фильтра с нагрузкой в цепи эмиттера: а) – с однозвенным фильтром; б) – с двухзвенным фильтром

1. Выбираем схему фильтра с нагрузкой в цепи эмиттера: КПД такого фильтра выше, чем с нагрузкой в цепи коллектора. Этот фильтр имеет малое выходное сопротивление, поэтому легко согласуется с последующими каскада-

ми, малочувствителен к изменению сопротивления нагрузки и температуры и не требует на выходе емкостного фильтра.

2. Определяем напряжение на входе активного фильтра

$$U_{ex} = U_0 + U_{\kappa_3} \min + U_{m_1} \max = 40 + 1,5 + 2 = 43,5B$$
(3.33)

где U_{κ_3} . min = 1,5B; U_{m1} . max = 2B

*U*_{кэ. min} ~ минимальное напряжение между коллектором и эмиттером транзистора активного фильтра.

3. Выбираем транзистор.

У транзистора допустимое напряжение коллектор–эмиттер должно быть больше напряжения на входе фильтра.

Допустимый ток коллектора *Ік.доп* должен быть больше 2*I*0

$$2I_0 = 0, 4A$$

Примечание. Значение U_{κ_3} . min = 1,5*B* выбрано ориентировочно, с учетом того, что для более эффективного использования выбираемого транзистора U_{κ_3} . min должно быть минимальным. Так как большинство маломощных транзисторов имеет U_{κ_3} . min = 0,3...2,7 В, то для расчета принято среднее значение, т.е. (0,3+2,7) = 1,5 В. Выбираемый транзистор должен иметь U_{κ_3} . min = 1,5*B*

Ток базы в выбранном режиме должен превышать обратный ток коллектора не меньше, чем на порядок. Этим условиям удовлетворяет транзистор КТ 943 В. Его параметры:

$$I_{\kappa. \max} = 5A; U_{\kappa 3. \max} = 100 \quad B; U_{36.man} = 5 \quad B; U_{36.Hom} = 1,5 \quad B;$$

 $I_{\kappa.Hom} = 0,3 \quad A.$

 $U_{\kappa_{3},\mu_{ac}} = 0,6 \ B; I_{\kappa,\mu_{ac}} = 0,152 \ A; I_{\delta,\mu_{ac}} = 0,0152 \ A; I_{\kappa,o\delta p} = 0,1 \ MA.$ $I_{3,\mu_{ac}} = 1 \ MA; U_{\kappa_{3},\max} = 45 \ B; I_{\delta,\max} = 0,3 \ A; P_{\kappa,\max} = 25 \ Bm;$ $U_{\kappa_{3},\mu_{oM}} = 10 \ B.$

 $U_{\kappa_{2},\min} = 2 \quad B; T_{nep - \kappa_{op}} = +150 \,^{\circ}\text{C}; \quad T_{c} = +85 \,^{\circ}\text{C}; \quad R_{\text{T},p - n - cp} = 39 \,^{\circ}C/Bm_{.}$ $R_{\text{T},p - n - \kappa_{op}} = 3,5 \,^{\circ}C/Bm_{;} \quad h_{116} = 2,3 \quad O_{\mathcal{M}}; \quad h_{219} = 10...100; \quad h_{229} = 10^{-3}Cm_{.}$

Выбранный транзистор имеет U_{κ_3} . min = 2 $B > U_{Hac} = 0, 6 B$

Следовательно, рабочая точка транзистора (как это требуется для работы транзисторного фильтра) будет находиться на пологом участке рабочей характеристики $I_{\kappa} = F(U_{\kappa_{2}})$.

4. Определяем максимальную рассеиваемую мощность на коллекторе транзистора, исходя из температурных условий:

$$P_{\kappa}^{*} \max = \frac{T_{nep.\,\max} - T_{c.\,\max}}{R_{\text{T}.p-n-cp}} = \frac{150 - 85}{30} = 2Bm$$
 (3.34)

Мощность, рассеиваемая коллектором транзистора при подаче на его вход напряжения $U_{ex} = 43,5B$, будет равна:

$$P_{\kappa} = (U_{\ell \kappa} - U_{0}) \times I_{\kappa, \partial on} = (43, 5 - 40) \times 0, 4 = 1, 4Bm < P_{\kappa, \max} = 2Bm$$

Следовательно выбранный транзистор можно использовать без радиатора.

5. Находим ток базы в выбранном режиме

$$I_{\text{б.ном}} = \frac{I_{\text{к.ном}}}{h_{219} \max} = \frac{0.3}{200} = 1.5 \text{ MA}.$$
(3.35)

6. Определяем сопротивление в цепи базы R_{δ} :

$$R_{\delta} = \frac{U_{\kappa_{3} \, HOM} - U_{3\delta} \, HOM}{I_{\delta} \, HOM} = \frac{10 - 1.5}{1.5 \times 10^{-3}} \approx 5.6 \, \kappa OM \, . \tag{3.36}$$

7. Определяем емкость конденсатора в цепи базы:

$$C_{\delta} \geq \frac{2 \times K_{c_{\ell}}}{2pmf_n \times R_{\delta}} = \frac{2 \times 50}{6,28 \times 2 \times 100 \times 5,6 \times 10^3} = 28 \ \text{MK}\Phi \ . \tag{3.37}$$

Выбираем конденсатор К73–26 емкостью 33 мкФ номинальным напряжением 63 В.

Примечание. Размерность теплового сопротивления – ${}^{\circ}C/Bm$.

8. Определяем коэффициент сглаживания при выбранных элементах фильтра. При этом

$$h_{119} = h_{116}(1 + h_{219}) = 2,3 \times (1 + 200) = 460 OM$$

Подставляя полученные значения параметров фильтра в формулу (ЗЛО), получим:

$$K_{ce.} = \frac{\frac{U_{0}}{U_{ex}}}{\sqrt{\frac{h^{2}_{119} \times h^{2}_{229}}{(1+h_{219})^{2}}}} = \frac{\frac{40}{(2p\,mf_{n} \times R_{0}C_{0})^{2}}}{\frac{40}{43,5}} = 180.$$

$$= \frac{\frac{40}{43,5}}{\sqrt{\left(\frac{400 \times 10^{-3}}{1+200}\right)^{2}} \times \frac{1}{(2 \times 6,28 \times 100 \times 5,6 \times 10^{3} \times 33 \times 10^{-6})^{2}}}$$
(3.38)

Поскольку коэффициент сглаживания пульсации получился больше требуемого, то можно уменьшить емкость конденсатора $C\delta$ до 10 мкФ. При этом K_{cr} получится равным $K_{cr} = 63$, что тоже больше требуемого. Схема рассматриваемого фильтра представлена на рис. 3.18.

Полезно сравнить рассчитанный активный фильтр с обычным пассивным *LC*-фильтром.

Для этого необходимо рассчитать индуктивность дросселя фильтра, который в Г-образной схеме обеспечит коэффициент сглаживания пульсаций *К*_{ce} = 63.



Рис. 3.18. Схема выпрямителя с активным фильтром

Для расчета *Lj* воспользуемся известной формулой:

$$L_{j} = \frac{K_{cz} + 1}{W^{2}_{n} \times C_{\delta}} = \frac{63 + 1}{(6,28 \times 100)^{2} \times 10 \times 10^{-6}} = 16,41 \,\Gamma_{H}$$

Ближайший по нормали дроссель обладает индуктивностью 15 Гн, падение напряжения на его обмотке равно 9,6 В, что значительно больше падения напряжения на транзисторе. Масса этого дросселя равна 3,4 кг, а масса транзисторного фильтра – нескольким граммам.

Глава 4.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СТАБИЛИЗАТОРОВ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Стабилизаторами напряжения называются устройства, автоматически поддерживающие напряжение в нагрузке с заданной степенью точности. Основными факторами, вызывающими нестабильность выходного напряжения, являются изменение питающих напряжений, частоты сети, тока нагрузки, влияние температуры и других факторов.

Стабилизаторы подразделяются по методу стабилизации на параметрические и компенсационные.

Принцип действия параметрических стабилизаторов напряжения основан на использовании элементов, имеющих вольтамперную характеристику, на которой напряжение изменяется незначительно при изменении тока в широких пределах. Такими элементами являются стабилитроны, катушки индуктивности с ферромагнитными сердечниками и т.д.

Компенсационные стабилизаторы представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования с отрицательной обратной связью, рис. 4.1.

Принцип действия компенсационного стабилизатора основан на изменении параметров управляемого элемента, который называется регулирующим элементом, – РЭ, при воздействии на него сигнала обратной связи, поступающего с нагрузки. В зависимости от типа управляемого прибора (РЭ) компенсационные стабилизаторы подразделяются на транзисторные, микросхемные, тиристорные, дроссельные и комбинированные. В зависимости от способа включения РЭ относительно нагрузки компенсационные стабилизаторы подразделяются на последовательные и параллельные. По режиму работы РЭ стабилизаторы подразделяются на непрерывные и импульсные. Последние встречаются с широтно–импульсной модуляцией (ШИМ), с частотно–импульсной модуляцией (ЧИМ) и релейные (со смешанной модуляцией).



Рис. 4.1. Структурная схема компенсационного стабилизатора

Основными параметрами стабилизаторов напряжения являются: 1. Коэффициент стабилизации входного напряжения

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_{ex} / \Delta U_{ex.HOM}}{\Delta U_{ebix} / \Delta U_{ebix.HOM}}, \qquad (4.1)$$

т.е. отношение относительных изменений напряжений на входе и выходе стабилизатора.

2. Внутреннее сопротивление стабилизатора

$$R_{cm} = \frac{\Delta U_{Bblx}}{\Delta I_{Bblx}}.$$
(4.2)

3. Коэффициент сглаживания пульсации

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_{m1ex} / \Delta U_{ex}}{\Delta U_{m1ebix} / \Delta U_{ebix}}, \qquad (4.3)$$

где ΔU_{mlesx} и ΔU_{mleblx} – амплитуды первой гармоники входного и выходного напряжений.

4. Температурный коэффициент напряжения

$$g_{H} = \frac{\Delta U_{Bblx}}{\Delta T}$$
(4.4)

5. Дифференциальное сопротивление

$$R_{\partial u\phi} = \frac{\Delta U_{cm}}{\Delta I_{cm}},\tag{4.5}$$

где *ДUст* – изменение напряжения стабилитрона на спадающем участке его вольтамперной характеристики;

 ΔI_{cm-} изменение тока на этом участке.

Достоинством параметрических стабилизаторов являются их простота, небольшое количество элементов схемы, быстродействие, малые объем, масса, и возможность реализации в интегральном исполнении.

Недостатками являются: сильная зависимость выходного напряжения от изменения температуры, низкий верхний предел стабилизируемых напряжений при токах в нагрузке больше единиц ампер, низкий КПД.

Параметрические стабилизаторы находят применение в маломощных устройствах при небольших изменениях токов в нагрузке.

4.1 Проектирование параметрических стабилизаторов

Схема однокаскадного параметрического стабилизатора напряжения представлена на рис. 4.2.

В данной схеме в качестве нелинейного элемента используется стабилитрон VD. При изменении входного напряжения на величину $\pm \Delta U_{6x}$ ток через стабилитрон изменяется на величину ΔI_{cm} , что приводит к незначительному изменению напряжения на стабилитроне $\pm \Delta U_{cm}$, а следовательно, и на нагрузке $\pm \Delta U_{H} = \pm \Delta U_{cm} = \pm \Delta U_{6x}$



Рис. 4.2. Схема однокаскадного параметрического стабилизатора

Значение ΔU_{H} зависит от ΔU_{ex} , R_{0} , $R_{\partial u\phi}$, T_{c} , $(R_{0} - гасящее сопротивление).$

Коэффициент стабилизации равен

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_{ex} / \Delta U_{ex.HOM}}{\Delta U_{ebix} / \Delta U_{ebix.HOM}} \approx \frac{U_{H}}{U_{ex.HOM}} \times \frac{R_{0}}{R_{\partial u}\phi}.$$
(4.6)

Как видно из (4.6), величина коэффициента стабилизации зависит от величины сопротивлений R_0 , $R_{\partial u}\phi$. При увеличении сопротивления R_0 необходимо повышать величину входного напряжения $\Delta U_{6x,HOM}$, и потому коэффициент стабилизации не может безгранично увеличиваться. С учетом изменения входного напряжения выражение для K_{cm} можно представить в следующем виде:

$$K_{cm.} = K_{cm.} \max\left[1 - \frac{U_{Bbix.HOM}}{U_{ex.HOM} (1 - b_{\Pi} \min - b_{c} \min)}\right], \qquad (4.7)$$

где

$$K_{cm.\max} = \frac{U_{Bbix.HOM} (1 - b_{n.\min} - b_{c.\min})}{(I_{H.\min} + I_{cm.\min}) \times R_{\partial u\phi}}.$$
(4.8)

Схема стабилизатора, показанная на рис. 4.2, как уже отмечалось, обладает существенным недостатком – сильной зависимостью выходного напряжения (тока через стабилитрон) от температуры. Поэтому для уменьшения влияния температуры последовательно со стабилитроном включают диоды в обратной полярности, как это показано на рис. 4.3.

Следует учесть, 'что включение термокомпенсирующих диодов VD2 и VD3 увеличивает внутреннее сопротивление стабилизатора и уменьшает коэффициент стабилизации *K*_{cm}.

Для увеличения *Кст* применяются двухкаскадные (рис. 4.4) или мостовые схемы (рис. 4.5).

Коэффициент стабилизации для схемы рис. 4.4 равен:

$$K_{cm} \approx \frac{U_{H}}{U_{ex}} \times \frac{R_{01} \times R_{02}}{(R_{\partial u}\phi_{.1} + R_{\partial u}\phi_{.2}) \times (R_{\partial u}\phi_{.3} + R_{\partial u}\phi_{.4} + R_{\partial u}\phi_{.5})}, \quad (4.9)$$

где *R*диф.1, *R*диф.2, *R*диф.3, *R*диф.4, *R*диф.5 – дифференциальные сопротивления стабилитронов и диодов VD1, VD2, VD3, VD4, VD5.

Для схемы на рис. 4.5 Кст равен:



Рис.4.3. Параметрический стабилизатор с термокомпенсирующей цепочкой



Рис. 4.4. Двухкаскадный стабилизатор с термокомпенсирующей цепочкой



Рис. 4.5. Мостовая схема параметрического стабилизатора

Значение K_{cm} для схем на рис. 4.4 и 4.5 значительно больше, чем для однокаскадной схемы на рис. 4.2, особенно для мостовой схемы, если обеспечить выполнение условия, чтобы в знаменателе $\frac{R_{VD}}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$. В мостовых схемах значительно меньшая зависимость K_{cm} от влияния температуры, которая определяется, в основном, только изменением тока стабилитрона. Но если в левое плечо моста вместо R_2 поставить еще один стабилитрон, то можно получить значение K_{cm} , практически независимое от изменения температуры.

Расчет параметрического стабилизатора постоянного напряжения можно выполнить по методике, изложенной в работе [3].

Изложение методики проиллюстрируем с помощью примера.

Исходные данные для расчета:

1. Номинальная величина выходного напряжения $U_{Bblx \ HOM} = 8 \text{ B}$ и его изменения $\Delta U_{Bblx} \max = 0.5 \text{ B}; \Delta U_{Bblx} \min = 1 \text{ B}$

2. Максимальный ток нагрузки *I*_{*H*} = 5 мА. Минимальный ток нагрузки *I*_{*H*} min = 3 мА.

3. Отношение максимального и минимального входного напряжения к его номинальному значению:

$$a \max = \frac{U_{ex. \max}}{U_{ex. HOM}} = 1,1; a \min = \frac{U_{ex. \min}}{U_{ex. HOM}} = 0,9.$$
 (4.11)

4. Коэффициент пульсации входного напряжения:

$$K_{n \, ex} = 0.1$$
 (4.12)

5. Максимально допустимая относительная нестабильность выходного напряжения dU_{6blx} *доп* = ±0,4 % при изменении входного напряжения.

6. Максимальная допустимая относительная нестабильность выходного напряжения $dU_{Bblx} \partial on = \pm 1$ % при изменении тока нагрузки от *I*_H ном до *I*_H min.

7. Максимально допустимый коэффициент пульсаций выходного напряжения $K_{n.выx} = 0,3$ %.

8. Диапазон изменения влияющих температур: $T_0 = +20$ °C; $T_c \max = +40$ °C; $T_c \min = -10$ °C.

9. Максимально доступная относительная температурная нестабильность выходного напряжения $dU_{\textit{вых. don. t}} = \pm 5$ %.

Для расчета необходимо выбрать схему стабилизатора, определить номинальное значение входного напряжения U_{6x} , величину гасящего сопротивления R_0 , напряжения, ток и внутреннее сопротивление выпрямителя, входную мощность и КПД стабилизатора и т.д.

Расчет стабилизатора выполняем по методике, изложенной в работе [1].

1. Схему стабилизатора выбираем, исходя из требуемого выходного напряжения и тока нагрузки. Напряжению $U_{Gblx HOM} = 8$ В и току $I_{H max} = 5$ мА соответствует однокаскадная схема (см. рис. 4.2), в которой может быть использован стабилитрон Д 808 (прилож. П. 1.8).

Его параметры: $U_{cm} = 7...8,5$ B; $I_{cm\min} = 3$ MA, $I_{cT\max} = 33$ MA; $R_{\partial u\phi} = 6$ OM; $R_T = 0,3^{\circ}$ C/*MBm*

При заданном $U_{6blx} = 8 B$ получаем $U_{6blx} \min = 1 B$; $U_{6blx} \max = 0,5 B$, что соответствует заданию.

2. Определяем среднее значение выходного сопротивления стабилизатора:

$$R_{\text{BbIX.CT}} = \frac{\delta U_{\text{BbIX.don}} \times U_{\text{BbIX.HOM}}}{100(I_{\text{H.max}} - I_{\text{H.min}})} = \frac{0.4 \times 8}{100(5 - 3) \times 10^{-3}} = 16 \text{ OM}.$$
 (4.13)

3. Находим температурный коэффициент напряжения стабилитрона по формуле (4.8):

$$g_{\rm CT} = 2 + 1,25({\rm U}_{\rm CT.\,max} - 6) = 2 + 1,25(8,5-6) = 5,1 \,{\rm mB/{}^{o}C}$$
. (4.14)

4. Находим тепловую составляющую дифференциального сопротивления стабилитрона по формуле (4.7):

$$R_{\text{T},\partial u\phi} = U_{\text{cT},\text{max}} \times R_{\text{T}} \times g_{\text{cT}} = 8,5 \times 0,3 \times 5,1 = 13 \text{ OM}.$$
(4.15)

5. Определяем полное дифференциальное сопротивление стабилитрона:

$$R_{\partial u\phi,c\tau} = R_{\tau,\partial u\phi} \times R_{\partial u\phi} = 6 + 13 = 19 \text{ Om}$$

$$(4.16)$$

6. Определяем допустимый коэффициент стабилизации:

$$K_{cm.don} = \frac{(1 - a_{\min}) \times 100}{dU_{Gblx.don}} = \frac{(1 - 0.9) \times 100}{0.4} = 25.$$
(4.17)

7. Находим максимальный коэффициент стабилизации, обеспечиваемый выбранной схемой:

$$K_{cm.\,\max} = \frac{U_{BblX.HOM} \times (a \min - K_{n.BX})}{(I_H + I_{cT.\,\min}) \times R_{\partial u \phi. cT}} = \frac{8 \times (0.9 - 0.1)}{(5 + 5) \times 10^{-3} \times 19} = 36.$$
(4.18)

Убеждаемся, что *Кст.* max > *Кст.don*.

Рекомендуется, чтобы $K_{cm. max} \approx K_{cm. don} (0, 5...0, 7).$

Если *Кст.доп* > *Кст.* тах, то однокаскадная схема стабилизатора не обеспечивает заданной нестабильности при изменении входного напряжения, тогда необходимо применить двухкаскадную или мостовую схему.

8. Определяем величину входного напряжения выпрямителя, которое обеспечивает требуемый коэффициент стабилизации:

$$U_{ex} \ge \frac{\frac{U_{ebtx.\,\text{max}}}{a_{\min} - K_{n.ex}}}{1 - \frac{K_{cr.don}}{K_{cr.max}}} = \frac{\frac{8,5}{0,8}}{1 - \frac{25}{36}} = 35 \text{ Om}.$$
(4.19)

9. Находим внутреннее сопротивление выпрямителя:

$$R_{\theta} \approx (0,1...0,15) \times \frac{U_{\theta x}}{I_{H} + I_{CT.\,\text{min}}} = 0,1 \times \frac{35}{(5+5) \times 10^{-3}} = 350 \text{ OM}.$$
(4.20)

10. Находим величину гасящего сопротивления R_0 без учета внутреннего сопротивления выпрямителя.

Выбираем резистор с минимальным допуском:

$$R_0^{-1} = \frac{U_{ex} \times (a \min - K_{n.ex}) - U_{eblx. \max}}{I_H + I_{cT. \min}} - R_e = \frac{35 \times 0, 8 - 8, 5}{(5 + 5) \times 10^{-3}} - 350 = 1600 \quad \text{OM} \ . \ (4.21)$$

 $R_0^{-1} = 1.6 \text{ KOM} \pm 5\%$; $R_0^{-1} \min = 1520 \text{ OM}$; $R_0^{-1} \max = 1680 \text{ OM}$.

11. Определяем коэффициент сглаживания пульсаций:

$$K_{CC} = \frac{R_0^{-1}}{R_{\partial u\phi}} \times \frac{U_{\theta x}}{U_{\theta b x}} = \frac{1600 \times 8}{6 \times 35} \approx 61.$$

$$(4.22)$$

12. Определяем относительную амплитуду (в процентах) пульсаций на выходе стабилизатора:

$$K_{n.6blx} = \frac{K_{n.6x} \times 100}{K_{c2}} = \frac{0,1 \times 100}{61} = 0,17 \%.$$
(4.23)

13. Находим мгновенное минимальное значение тока стабилитрона:

$$I_{CT\min} = \frac{U_{ex} \times (a\min - K_{n.ex}) - U_{ebix,\max}}{R_0^{-1}\max + R_e} - I_H = \frac{35 \times 1,1 - 8,5}{1680 + 350} - 5 = 4,6 \text{ MA}.$$
 (4.24)

14. Находим максимальный ток стабилитрона:

$$I_{CT} \max = \frac{U_{ex} \times a \min - U_{eblx} \min}{R_0^1 \min + R_e} - I_{H} \min = \frac{35 \times 1, 1 - 7}{1520 + 350} - 3 = 14 \text{ MA}.$$
(4.25)

15. Определяем максимальное и минимальное значения входного тока и максимальное и минимальное значения входной мощности выпрямителя:

$$I_{ex. \max} = I_{cT. \max} - I_{H. \min} = 14 + 3 = 17 \text{ MA}.$$
 (4.26)

$$I_{ex.\min} = \frac{U_{ex} - U_{eblx}}{R_0^1 + R_e} = \frac{35 - 8}{1600 + 350} = 14 \text{ MA}.$$
(4.27)

$$P_{\text{ex. max}} = I_{\text{ex. max}} \times U_{\text{ex}} \times a_{\text{min}} - I^2_{\text{ex. max}} = 17 \times 10^{-3} \times 35 \times 1,1 - 10^{-6} \times 17^2 \times 350 = 0,55 \text{ Br}.$$
(4.28)

$$P_{\text{ex. HOM}} = I_{\text{ex. HOM}} \times U_{\text{ex}} - I^2_{\text{ex. HOM}} \times R_{\text{e}} = 14 \times 10^{-3} \times 35 \times 1, 1 - 14^2 \times 10^{-6} \times 350 = 0, 42 \text{ Br}.$$
(4.29)

16. Определяем среднее значение КПД стабилизатора (без выпрямителя):

$$h_{HOM} = \frac{I_{H.HOM} \times U_{Gbix}}{P_{6X.HOM}} = \frac{5 \times 10^{-3} \times 8}{0,42} \approx 0,1.$$
(4.30)

17. По справочнику находим максимальный температурный коэффициент стабилитрона для Д 808: $a_{\rm cr} = 0,075 \ \%/{}^{\rm o}C$.

Тогда изменение выходного напряжения стабилитрона при изменении температуры от $-10 \, {}^{\circ}C$ до $+40 \, {}^{\circ}C$ будет равно:

$$dU_{Bblx. cr} = a_{cr} \times \Delta T = 0,075 \times 50 = 3,75 \ \%.$$
(4.31)

Убеждаемся, что $dU_{вых. ct} < dU_{вых. don} = 5$ %.

4.2. Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения

Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения (КСПН) представляют собой систему, которая обеспечивает постоянство выходного напряжения при изменении напряжения сети, тока и сопротивления нагрузки, температуры окружающей среды и при других внешних возмущениях. В зависимости от способа выполнения регулирующего элемента (РЭ) КСПН подразделяются на последовательные и параллельные. В первых РЭ включается последовательно с нагрузкой, во вторых – параллельно, (рис. 4.6, а, б).

КСПН состоит из регулирующего элемента, измерительного элемента (ИЗ) и усилителя постоянного тока (УПТ).



Рис. 4.6. Структурные схемы с последовательным (а) и параллельным (б) включением регулирующего элемента

Если сравнить коэффициент стабилизации стабилизатора с токостабилизирующим 2-хполюсником ДП 1 и с дополнительным источником *Edon.*2, то в первом случае *Kcm* больше в *Ki* раз (*Ki* – коэффициент усилия по току VT 3).

Минимальное значение стабильного выходного напряжения U_{H} , которое может быть получено в схеме на рис. 4.8, составляет около 1 В.

Существенной составляющей нестабильности выходного напряжения является изменение температуры окружающей среды. Температурный коэффициент напряжения (ТКН) для схемы на рис. 4.8 определяется выражением:

$$\boldsymbol{g}_{H} = \frac{\boldsymbol{g}_{\mathrm{Vd}_{1}} \pm \left| \boldsymbol{g}_{\mathrm{VT}_{2}} - \boldsymbol{g}_{\mathrm{VT}_{3}} \right|}{K \partial}, \qquad (4.32)$$

где: g_{vd_1} , g_{vT_2} , g_{vT_3} – ТКН VD 1, VT 2, VT 3;

$$\mathcal{K}_{\partial} = \frac{R_{*}}{R_{\partial}} = \frac{U_{\mathrm{vd}_{1}}}{U_{\mathrm{H}} + U_{\mathrm{vd}_{1}}}.$$
(4.33)

Величина g_{VT} для транзисторов имеет разброс от –1,9 до –2,5 мВ/ °С.

Чтобы получить малое значение $g_{\rm H}$, необходимо в качестве VD 1 применить стабилитрон с положительным и близким по абсолютной величине к $g_{\rm VT}$ значением $g_{\rm Vd_1}$. Таким стабилитроном является Д 818 А, у которого при токе $I_{\rm CT} = 10 \,\mathrm{mA} \, g_{\rm Vd_1} = +(2\pm0,2) \,\mathrm{mB/^oC}$. При этом максимальное значение ТКН будет равно:

$$g_{H \max} = \frac{g_{\text{vd}\max} \pm [g_{\text{vT}_2} - g_{\text{vT}_3}]}{K_{\partial}} = \frac{-2, 5 + 1, 8}{K_{\partial}} = \frac{-0, 7}{K_{\partial}} \text{ MB/}^{\bullet}C. \quad (4.34)$$

При разработке стабилизаторов в ТУ, как правило, не задаются минимальные значения ТКН стабилизаторов, поэтому может оказаться, что g_{μ} max будет несколько больше. В формуле (4.34) не учитывается влияние на g_{μ} температурного коэффициента сопротивления (ТКС) резисторов выходного делителя. Но, если резисторы R 7, R 8 и R_n выбрать проволочными прецизионными с ТКС $\leq 2 \ge 10^{-4}$ Ом/ °С, то этим влиянием можно пренебречь.

При больших изменениях окружающей среды (например, +50 °C) обеспечить с помощью схемы на рис. 4.8 нестабильность выходного напряжения <1 % при $U_{H} < 10$ В не представляется возможным. В этих случаях в стабилизаторах напряжения применяют дифференциальный усилитель, рис. 4.10.

В схеме КСПН, представленного на рис. 4.10, а, при возрастании напряжения U_{H} в результате уменьшения тока нагрузки или увеличения напряжения питающей сети возрастает положительный потенциал на базе VT 4, при этом увеличится коллекторный ток VT 3. Напряжение на резисторе R 5, с определенной степенью точности сохранит свое первоначальное значение. Потенциал коллектора VT 4, а следовательно, и базы VT1 станет менее положительным относительно эмиттера VT 1. В результате уменьшатся токи коллекторов VT 1 и VT 2 и VD, цепь базы VT 2 стабилизирует его напряжение смещения.

Более высокими термостабилизирующими свойствами, по сравнению со схемой 4.10, а, обладает схема 4.10, б, в которой применяется термостабилизирующий источник питания *Едоп.*¹, который стабилизирует напряжение смещения на базы VT 5 и VT 1.

Температурный коэффициент выходного напряжения схемы КСПН (рис. 4.10) определяется из выражения:

$$\boldsymbol{g}_{H} = \frac{\boldsymbol{g}_{\mathrm{VI}} \pm |\boldsymbol{g}_{\mathrm{VI}} - \boldsymbol{g}_{\mathrm{VI}}|}{K\boldsymbol{\partial}}, \qquad (4.35)$$

где g_{Vd_1} , g_{VT_4} , g_{VT_5} – ТКН стабилитрона VD, транзисторов VT 4 и VT 5 соответственно.

Так как второй член в числителе (4.36) представляет разность ТКН транзисторов, то соответствующим их подбором, совместно со стабилитроном, можно значительно снизить $g_{\rm H}$. Эта задача решается легче, если вместо VT 4 и VT 5 в схеме на рис.4.10, б применить дифференциальный усилитель в микросхемном исполнении, например К1 VT 221, для которого второй член в числителе (4.38) составляет + 0,02 мB/ °C. Одновременно с этим для получения малого значения $g_{\rm H}$ необходимо в качестве источника опорного напряжения VD применить прецизионный стабилитрон, например КС196 ($g_{\rm Vd} = +0.05 \,\mathrm{mB/^oC}$).

Для получения выходного напряжения U_{H} от 3 до 30 В в настоящее время применяют интегральные стабилизаторы К142 ЕН 1, К142 ЕН 2 ($I_{H} \le 0.15$ A), К142 ЕН 3, К142 ЕН 4 ($I_{H} \le 1$ A), 142 ЕН 5 (8,9), 1180 ЕН xx ($I_{H} \le 3$ A), 1151 ЕН 1 ($I_{H} \le 1$ Å), имеющие усилитель, выполненный по дифференциальной схеме, и термокомпенсирующии источник опорного напряжения. Стабилизаторы H142 ЕН 1А, K142 ЕН 1Б допускают работу при U_{H} от 3 до 12 В, K142 ЕН 2А, K142 ЕН 2Б – от 12 до 30 В; 142 ЕН 5 (8,9) – от 5 до 12 В, 1151 ЕН 1 от 1,24 до 17,5 В. Стабилизаторы K142 ЕН 1А, K142 Е11 Б имеют $g_{H} \le 0,0012 \text{ MB/}^{\circ}C$; K142 ЕН 2А, K142 ЕН 2А, K142 ЕН 2Б $g_{H} \le 0,003 \text{ MB/}^{\circ}C$; 142 ЕН 5 (8,9) $g_{H} \le 0,0012 \text{ MB/}^{\circ}C$; 1151 ЕН 1 $g_{H} \le 0,00175 \text{ MB/}^{\circ}C$.

Схемы вышеуказанных интегральных стабилизаторов представлены в главе 6.

Параметры *Кст* и внутреннее сопротивление *г*_{*н*} интегральных стабилизаторов определяются по формулам:

$$K_{CT} = \frac{100}{K_{H} \times U_{0}};$$
(4.36)

$$r_{\rm H} = \frac{U_{\rm H}}{100 \times \Delta I_{\rm H} \max} \,, \tag{4.37}$$

где K_{CT} – коэффициент, определяющий процентное изменение выходного напряжения U_H при изменении выходного напряжения на 1 В;

 K_{II} – коэффициент, определяющий процентное изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки на $\Delta I_{n} Mak$ (от максимально допустимого значения тока для данного интегрального стабилизатора до нуля).

Для К142 ЕН 1А, К142 ЕН 2А значения *K*_{*H*} и *K*₁ равны: 0,3 %/В и 0,5 %; для К142 ЕН 1Б и К142 ЕН 2Б: 0,5 %/В и 0,24 %; для К142 ЕН 3, К142 ЕН 4: 0,05 %/В и 0,5 %; для 142 ЕН 5А, К142 ЕН 5Б: 0,5 %/В и 3 %; для 142 ЕН 8 и 142 ЕН 9: 0,5 %/В и 3 %; для 1151 ЕН 1: 1 %/В и 5 %.

Среди маломощных наибольшее распространение получили интегральные стабилизаторы К142ЕН1 (2, 3, 4, 5), позволяющие получить U_H от 3 до 30 В при использовании дополнительного третьего транзистора в РЭ, рис. 4.11.

В данной схеме представляется возможным получить ток в нагрузке значительно большим допустимого значения для этого типа стабилизатора за счет применения третьего транзистора VT 1 в РЭ (два транзистора включены в интегральном стабилизаторе K142 EH 1). Выходные параметры K_{CT} и R_H данного стабилизатора несколько хуже, чем при отсутствии VT 1, однако его мощность и U_{μ} значительно выше. Требуемый уровень выходного напряжения U_H устанавливается резистором R 4. Защита от перегрузки и K3 стабилизатора осуществляется напряжением, подаваемым с резистора R 3. Напряжение на R 3 при $I_{\mu \text{ max}}$ устанавливается в пределах 0,5–0,6 B, $U_{R1} \cong 1,4$ B.

В схемах других типов интегральных стабилизаторов элементы, относящиеся к узлам защиты от перегрузки и КЗ, входят в состав интегральных стабилизаторов. Для увеличения K_{CT} и уменьшения R_H в схемы стабилизаторов включают интегральные операционные усилители, рис. 4.12.

Источником опорного напряжения здесь является напряжение, получаемое на резисторе R 4 делителя R 3, R 4, включенного параллельно прецизионному стабилитрону VD. В качестве операционного усилителя используется микросхема 140 УД 1А, питание которого осуществляется напряжением U_{vo} на стабилитроне VD, которое должно быть больше, чем U_H . Операционный усилитель работает в режиме УПТ аналогично схеме на рис. 4.7. Сигнал с делителя R 1, R 2 подается на инвертирующий вход 9 140 УД 1А. Операционный усилитель обладает коэффициентом усиления тока в несколько тысяч, но если использовать полностью такой большой коэффициент усиления, то в замкнутом контуре регулирования УПТ–РЭ–Д–УПТ неизбежно возникает генерация (Д – делитель напряжения). Поэтому коэффициент усиления УПТ нормируют, вводя жесткую обратную связь (с помощью резистора R 5) с выхода усилителя 5 на вход 9. Коэффициент усиления УПТ в этом случае будет равен отношению сопротивле-

ний R 5 и $\frac{(R_1 \cdot R_2)}{(R_1 + R_2)}$.

4.2.1. Особенности расчета регулирующего элемента стабилизатора

Электрическая схема КСПН выбирается по заданному значению выходного напряжения U_H и тока I_H . Если $U_H \le 10$ В, $I_H \le 1$ А, то рекомендуются схемы рис. 4.7 и 4.8. При $U_H > 10$ В и $I_H > 1$ А – схемы на рис. 4.9–4.11.

В этих схемах ток коллектора *I_к* через РЭ примерно равен току нагрузки *I_H*, обычно составляет сотни миллиампер – единицы ампер.

При таких значениях коллекторного тока приходится применять транзисторы в РЭ большой и средней мощности, минимальный коэффициент усиления по постоянному току которых в схеме с общим эмиттером не превышает 20.

Транзисторы большой и средней мощности имеют малое входное сопротивление, которое резко уменьшается с увеличением тока I_{κ} . Это приводит к необходимости применения в УПТ низкоомного делителя R 2, R 3, R 4 в схемах на рис. 4.7. Помимо этого в такой схеме будут весьма малы коэффициент усиления по току, коэффициенты стабилизации и сглаживания пульсаций. Чтобы устранить эти недостатки в РЭ применяют составные транзисторы, рис. 4.9, а. При таком соединении транзисторов ток базы транзистора VT23 (в отсутствие резисторов R 1, R 2) будет равен:

$$I\delta_{23} = \frac{I\kappa_{21}}{h_{21921} \bullet h_{21922} \bullet h_{21923}},$$
(4.38)

где I_{K21} – ток коллектора транзистора VT 21; h_{21321} , h_{21322} , h_{21323} – коэффициенты усиления по току транзисторов VT 21, VT 22, VT 23.

Как видно из (4.38), ток базы I_{523} меньше тока базы I_{521} транзистора VT 21 на произведение $h_{21 \ni 22} \cdot h_{21 \ni 23}$. Составной регулирующий транзистор обладает значительно большим коэффициентом усиления по току h_{213} с по сравнению с одиночным транзистором, а также выходное сопротивление h_{113} с:

$$h_{213c} = h_{21321} \cdot h_{21322} \cdot h_{21323}; \qquad (4.39)$$

$$h_{113c} = h_{11323} + h_{21323} \cdot h_{11322} + h_{21323} \cdot h_{21323} \cdot h_{11321}.$$
(4.40)

Это позволяет получить большие значения K_{CT} , K_{CT} и малое r_{H} .

Для выбора транзистора VT 22 необходимо определить максимальные значения тока $I_{K22MAKC}$, напряжения $U_{K322MAKC}$ и мощности $P_{K22MAKC}$.

Значение I_{K22MKC} равно сумме тока базы I_{521} транзистора VT 21 и тока, протекающего через резистор R 1:

$$I\delta_{21MAKC} \cong \frac{I_{HMAKC}}{h_{21,21MMH}}.$$
(4.41)

Резистор R 1 необходим для обеспечения нормальной работы РЭ при максимальной температуре p-n перехода транзистора VT 22, когда ток нагрузки уменьшится до $I_{H M UH}$, уменьшается его базовый ток $I\delta_{21}$ (следовательно, уменьшается и коллекторный ток $I\kappa_{22}$, увеличивается начальный $I_{K \to O21}$).

Величина тока через резистор R 1 определяется формулой:

$$I_{R1} \ge I_{\kappa \bar{6}0\,21\,MAKC} - \frac{I_{H\,MHH} - I_{CM}}{h_{21\bar{3}21\,MAKC}},$$
(4.42)

где $I_{KEO\ 21\ MAKC}$ – начальный ток от коллектора к базе транзистора VT21 находится по справочнику на транзисторы. Для германиевых транзисторов значениями I_{CM} в формуле (4.41) можно пренебречь, т. к. $I_{CT} << I_H$. Для кремниевых транзисторов $I_{KEO\ MAKC}$ имеет малое значение и второе слагаемое в (4.41) может внести большую погрешность при определенном I_{RI} , поэтому рекомендуется использовать полную формулу (4.41). Если окажется, что второе слагаемое в (4.41) будет больше первого, то резистор R 1 не применяется, т.к. выполняется условие $I_{E\ 21} > I_{KEO\ 21\ MAKC}$, ток базы транзистора VT 21 больше обратного начального тока от коллектора к базе этого транзистора.

При расчете или выборе радиатора для транзистора VT 21 размеры радиатора определяются в зависимости от рассеиваемой на VT 21 мощности и T_{CMAKC} . Если транзистор используется без радиатора, то допустимая мощность, которую он может рассеять при заданных T_{CMAKC} и $T_{ПЕР}$, определяется через тепловое сопротивление переход – среда ($R_{ПЕР-CP}$) по формуле:

$$P_{KMAKC} = \frac{T_{nep} - T_{CMAKC}}{R_{nep} - cp},$$

91

(4.43)

где $T_{\Pi EP}$ – температура p-n – перехода транзистора. Значения $T_{\Pi EP}$ и $R_{\Pi EP-cp}$ приводятся в справочниках для транзисторов.

Для выбора транзистора VT 22, как указывалось ранее, необходимо определить максимальный ток $I_{\kappa^{22}}$:

$$I_{\kappa 22} = I_{\delta 21} M a \kappa + I_{R1} M a \kappa c . (4.44)$$

Ток $I_{\delta 21}$ макс определяется по формуле (4.31), а ток I_{R1} макс – по формуле (4.42).

Мощность, рассеиваемая наVT 22, равна:

$$P_{\kappa 22} = I_{\kappa 22} \cdot U_{\kappa 322}. \tag{4.45}$$

По полученным данным выбираем транзистор VT 22 и в справочнике находим значение $h_{21,22}$ мин .

Определяется максимальное значение базового тока транзистора VT 22 аналогично (4.41):

$$I_{\delta 22} Ma \kappa c = \frac{I_{\kappa 22}}{h_{21,322} M u H}.$$
(4.46)

Если I_{622} макс >0,5 мА, то количество транзисторов увеличивают, добавив транзистор VT 23 (рис.4.9, а); расчет режима транзистора выполняют аналогично тому, как это было выполнено для транзисторов VT 21 и VT 22;ток базы транзистора VT 23 определяется выражением:

$$I_{623}Ma\kappa = \frac{I_{\mu}Ma\kappa + I_{R1}Ma\kappa \cdot h_{21,21}MuH + I_{R2}Ma\kappa \cdot h_{21,21}MuH \cdot h_{21,22}MuH}{h_{21,221}MuH \cdot h_{21,222}MuH \cdot h_{21,223}MuH}.$$
(4.47)

Статические параметры РЭ определяются по следующим формулам: Коэффициент усиления $\mathbf{m}_{p_{9}}$ при $I_{\kappa p_{9}} = const$:

$$\boldsymbol{m}_{p_{\mathfrak{H}}} = \frac{\Delta U_{\kappa_{\mathfrak{H}}}}{\Delta U_{\mathfrak{H}}} = \frac{1}{h_{12\mathfrak{H}}}; \qquad (4.48)$$

Внутренне сопротивление Ri_{p_3} при $U_{3\delta p_3} = const$:

$$Ri_{p_{3}} = \frac{1}{h_{22\,p_{3}}} = \frac{\Delta U_{\kappa_{3}p_{3}}}{\Delta I_{\kappa_{p_{3}}}},\tag{4.49}$$

где $\Delta U_{\kappa_{3}p_{3}}, \Delta U_{3}d_{p_{3}}, \Delta I_{\kappa_{p_{3}}}$ определяется по графикам на рис.4.13.

Для определения m_{p_2} можно пользоваться значениями коэффициентов усиления m_{21}, m_{22}, m_{23} транзисторов VT 21, VT 22, VT 23.

В этом случае

$$\boldsymbol{m}_{_{\delta \mathcal{Y}}} = \frac{\boldsymbol{m}_{_{21}} \cdot \boldsymbol{m}_{_{22}} \cdot \boldsymbol{m}_{_{23}}}{\boldsymbol{m}_{_{21}} \cdot \boldsymbol{m}_{_{22}} + \boldsymbol{m}_{_{22}} \cdot \boldsymbol{m}_{_{23}} + \boldsymbol{m}_{_{21}} \cdot \boldsymbol{m}_{_{23}}} \,. \tag{4.50}$$

Значения m_{21} , m_{22} , m_{23} находятся по графикам рис. 4.13. На рис. 4.13 при $I_{K2}=const$ (Рис 4.13, а) находятся точки пересечения D и E с характеристиками, соответствующими I_{E1} , I_{E2} , точке D соответствует $U_{\kappa_{3}2}$, а также $E-U\kappa_{3}$. Так как характеристики $U\kappa_{32}=const$, на рис. 4.13,6 практически совпадают (так как m_{21} , m_{22} , m_{23} близки по значению), то, отложив на оси ординат Iб1, Iб2, найдем на пересечении их с кривой $U\kappa_{32}=const$ значение $U_{3E1}=U_{3E2}$ (точка B) и U_{3E2} (точка A). Искомый статический коэффициент усиления при $I\kappa_{2}=const$ определяется следующим образом:

$$m = \frac{1}{h_{223}}$$

$$m = \frac{U_{\kappa 33} - U_{\kappa 32}}{U_{022} - U_{011}}.$$
(4.51)

Погрешность при определении m, m_{P3} этим способом составляет примерно 5–10 %, но, учитывая большой разброс параметров транзисторов при влиянии температуры (разброс параметров показан заштрихованной областью на рис. 4.14,б), этой погрешностью можно пренебречь. Для определения внутреннего сопротивления составного транзистора Ri_{P3} при известном m_{p3} вместо m_{p3} формулы (4.49) можно пользоваться выражением:

$$Ri_{P\Im} = \frac{\mathbf{m}_{P\Im} \cdot \mathbf{h}_{11\Im P\Im}}{\mathbf{h}_{21\Im P\Im}}$$
(4.52)

где

$$h_{113P3} = h_{11323} + h \cdot h_{11322} + h_{21322} \cdot h_{21323} (h_{11321} + R_1 \cdot h_{21321}),$$

$$h_{213p3} = h_{21321} \cdot h_{21322} \cdot h_{21323}.$$
(4.53)

При больших токах нагрузки ($I_{\mu} > 5$ A) в качестве РЭ рекомендуется применять кремниевый мезапланарный составной транзистор 2T825 типа p-n-p. Он имеет $h_{21pp} \ge 700$; $U_{\kappa pp} = 2,5$ В при $I_{\kappa} = 10$ A; $P_{\kappa} Ma\kappa = 160$ Вт при $T_{CMAKC} = +55^{\circ}C$; $I_{KMAKC} = 20$ A; $U_{KPMAKC} = 70$ В при $T_{\kappa pp} = 125$ °C.

Его преимуществами по сравнению с несколькими транзисторами, образующими составной РЭ, являются более высокая надежность, меньшие габариты (однокорпусный вариант, один радиатор), отсутствие резисторов R 1, R 2 или R 1', R 2''.

4.2.2. Особенности расчета схемы управления стабилизатора

Ранее отмечалось, что в КСПН входят: выходной делитель, входная цепь УПТ и источник опорного напряжения. Они составляют измерительный элемент (ИЭ), который часто называют схемой управления (СУ). Выходной делитель (R 2, R 3, R 4,) (рис. 4.7) совместно с источником опорного напряжения стабилитрона обеспечивает выделение разностного сигнала (сигнала рассогласования) выходного напряжения U_H от его номинального значения и передачу этой разности напряжений на базу транзистора УПТ. Так как напряжение на VD практически постоянно, то при изменении выходного напряжения на ΔU_i сигнал рассогласования, равный $K_{\partial e_{\pi}} \Delta U_{H}$, подается на базу транзистора УПТ с резистора R_3 , где K_{den} – коэффициент передачи делителя. Под действием этого сигнала напряжение коллектор-эмиттер транзистора УПТ изменяется на величину $K_{v} K_{\partial e\pi} \Delta U_{H}$, причем в противофазе с сигналом рассогласования, где K_{v} – коэффициент усиления по напряжению УПТ. В результате изменятся ток, выходное напряжение УПТ и напряжение U_H сохранит свое первоначальное значение. Коэффициент стабилизации этой схемы (с погрешностью примерно в 5%) определяется формулой:

$$K_{cm} \approx \mathbf{m}_{p_{\mathcal{P}}} \cdot K_{y} \cdot K_{den} \cdot U_{\mu} / U_{0}.$$
 (4.54)

Аналогично определяется и коэффициент сглаживания пульсации

$$K_{cm} \approx \mathbf{m}_{p_{\mathcal{P}}} \cdot K_{\partial e_{\pi,n}} \cdot K_{y} \cdot U_{\mu} / U_{0}, \qquad (4.55)$$

где *К*_{дел.п} – коэффициент передачи пульсации делителем.

Формулы (4.54) и (4.55) не учитывают влияния изменений напряжения и пульсации дополнительных источников E_{don1} и E_{don2} . Как видно из формул (4.54) и (4.55), улучшить выходные параметры КСПН можно за счет увеличения K_y и K_{den} .

Следует различать $K_{\partial en}$ в формулах (4.54) и (4.55). Коэффициент $K_{\partial en}$ в формуле (4.54) справедлив для конечных изменений выходного напряжения, а $K_{\partial en}$ в (4.55) определяет передачу на базу транзистора УПТ переменной составляющей (пульсации). Если верхнее плечо делителя $(R_n + R_{v\Delta}) || C$, т.е. справедливо неравенство $1/[w_n C \ll (R_n + R_{v\Delta})], Wn = 2pf_n$ – частота первой гармоники пульсации выпрямленного напряжения, то $K_{\partial en.n}$ для переменной составляющей можно принять равным единице.

При отсутствии конденсатора С коэффициенты K_{den} и K_{den} и имеют одно и тоже значение.

Значительно повысить K_{cm} и K_{cc} можно за счет увеличения K_y , значение которого зависит от типа коллекторной нагрузки, источника напряжения, схемы усилителя и количества каскадов усиления. В связи с этим *Ку* может изменяться от единицы до нескольких тысяч.

От источника опорного напряжения и первого каскада УПТ, в основном, зависит значение температурного коэффициента $g_{\rm H}$. Минимальное значение $g_{\rm H}$

обеспечивает схема, где в первом каскаде применяется дифференциальный усилитель в микросхемном исполнении в сочетании с прецизионным источником опорного напряжения.

Ток коллектора $I_{\kappa.ynm\ MUH}$ УПТ, сопряженного с РЭ, должен быть в несколько раз больше максимального тока базы $I_{\delta.ма\kappa}$ РЭ составного регулирующего транзистора. Сопротивление резистора R_y (см. рис. 4.7) и максимальное значение тока коллектора $I_{\kappa.ynm}$ определяется по формулам:

$$R_{y} = \frac{U_{VD2MUH} - U_{s\delta ps}}{I_{\kappa.ynmMUH} + I_{\delta psMUH}};$$
(4.56)

Сопротивление резистора R'_{v} (см. рис. 4.8), включенного на вход стабилизатора, определяется при U_{0MHH} и $I_{H.MAKC}$:

$$R'_{y} = \frac{U_{\kappa, 3p3MIH} - U_{3\delta p3}}{I_{ynmMIH} + I}.$$
(4.58)

При разработке стабилизатора одной из основных задач является выбор и расчет РЭ. Объясняется это тем, что КПД и габаритные размеры стабилизатора, в основном, определяются мощностью потерь на транзисторе VT 21. Чем больше мощность, рассеиваемая на транзисторе VT 21, тем большими будут размеры его радиатора. Для определения мощности, рассеиваемой на РЭ, необходимо в первую очередь найти минимальное напряжение на входе стабилизатора. Его значение находится при максимальном значении тока нагрузки $I_{h.MAKC}$:

$$U_{gx}\mathcal{M}\mathcal{U}\mathcal{H} = U_{\mathcal{H}}\mathcal{M}\mathcal{U}\mathcal{K} + U_{gx}\mathcal{M}\mathcal{U}\mathcal{H} + U_{gx}\mathcal{M}\mathcal{H} + U_{gx}\mathcal{M} + U_{$$

ИЭ часто называют схемой сравнения (СС), а УПТ – схемой управления (СУ), хотя СУ может выполнять роль не только УПТ, но и функции генератора сигналов. ИЭ включает в себя делитель напряжения, входную часть УПТ и источник опорного напряжения. В схеме сравниваются выходное (его часть) и опорное (образцовое) напряжения. Сигнал разности этих двух напряжений усиливается УПТ, а затем с выхода УПТ поступает на РЭ. Изменение сигнала на входе РЭ приводит к изменению на нем напряжения, и выходное напряжение изменяется до первоначального значения с определенной степенью точности.

Параллельная схема КСПН состоит из тех же элементов, что и последовательная, но здесь РЭ включается параллельно нагрузке, а последовательно с ней включен гасящий резистор R_{c} .

При изменении выходного напряжения на выходе ИЭ появляется разностный сигнал, как и в первой схеме, но так как РЭ включен параллельно, изменяется его ток. Изменение тока РЭ 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.

Схема КСПН с последовательным включением РЭ имеет более высокий КПД. Достоинство параллельной схемы заключается в том, что при постоянном входном напряжении ток, потребляемый КСПН выпрямителя, не зависит от величины тока нагрузки, что очень важно при его импульсном изменении, В дальнейшем мы будем рассматривать только последовательную схему КСПН. КСПН является стабилизатором непрерывного принципа действия. Он обладает высокими динамическими характеристиками.

Его основными свойствами являются:

1. Обеспечение высокой точности стабилизации выходного напряжения. При этом КСПН одинаково хорошо стабилизирует как изменение постоянного входного напряжения, так и переменную составляющую (пульсацию).

2. Обладает малым динамическим внутренним сопротивлением. Недостатком КСПН является сравнительно низкий КПД (0,5...0,7), обусловленный потерей мощности на РЭ или в гасящем резисторе. Несмотря на это, КСПН широко применяется в РЭА.

Рассмотрим последовательную схему КСПН (см. рис. 4.7).

КСПН состоит из регулирующего транзистора VT1, усилителя постоянного тока VT 2, R_y , источника опорного напряжения VD и делителя напряжения R 2, R 3, R 4, C 1 (схема а).



Рис. 4.7. Схема КСПН с последовательным включением РЭ (VT 1): а) с дополнительным источником; б) без последовательного источника

Принцип действия заключается в следующем. При изменении входного напряжения U_0 , например увеличения, в первый момент начинает увеличиваться выходное напряжение U_{sbix} , что приводит к увеличению напряжения на базе транзистора VT 2, которое сравнивается с опорным напряжением стабилитрона VD. Разность этих напряжений возрастает, что приводит к уменьшению выходного напряжения до первоначальной величины.

Если изменяется ток нагрузки, например увеличивается, выходное напряжение в первый момент начинает уменьшаться за счет увеличения падения на пряжения на переходе коллектор–эмиттер РЭ VT 1. Это вызывает уменьшения напряжения на базе VT 2, уменьшения его тока коллектора, увеличение положительного потенциала на базе РЭ, увеличение его тока коллектора и увеличение выходного напряжения до первоначального значения.

Регулировка выходного напряжения в схеме осуществляется резистором R 3. Включением в схему конденсатора С 1 способствует увеличению коэффициента сглаживания пульсаций стабилизатора. Конденсатор С 1 установлен параллельно верхнему плечу делителя, шунтирует его по переменной составляющей. При отсутствии конденсатора коэффициент сглаживания K_{cr} КСПН приблизительно равен коэффициенту стабилизации K_{cm} .

Если величина сопротивления емкости С 1 для переменной составляющей на много меньше сопротивления верхнего плеча делителя R 2, то коэффициент передачи делителя по переменной составляющей близок к единице и K_{cr} больше K_{cm} . Следовательно, включение конденсатора С 1 приводит к уменьшению переменной составляющей выходного напряжения.

Конденсатор С 2 ослабляет выбросы выходного напряжения КСПН при импульсном изменении тока нагрузки.

Нестабильность опорного напряжения в значительной мере сказывается на нестабильности выходного напряжения. При питании УПТ от выходного напряжения стабилизатора схема будет иметь низкий коэффициент стабилизации за счет нестабильности его питания. Однако эту нестабильность можно уменьшить, если увеличить сопротивление коллекторной нагрузки R_y УПТ или улучшить стабильность его напряжения питания. С этой целью в схеме на рис. 4.7, б вместо резистора R_y в коллекторную цепь транзистора VT 1 включен стабилизатор тока, состоящий из транзистора VT 2, резисторов R 5, R 6 и стабилитрона VD 2. Напряжение на стабилитроне изменяется незначительно при изменении входного напряжения.

Напряжение на резисторе R 5 также изменяется незначительно, т.к. оно приблизительно равно напряжению на стабилитроне VD 2. Вследствие постоянства напряжения на резисторе R 5 токи эмиттера и коллектора транзистора VT 3 почти не изменяются при изменении выходного напряжения.

Стабилизатор тока имеет большое внутреннее сопротивление, и его применение эквивалентно включению в коллекторную цепь транзистора VT 2 резистора с очень большим сопротивлением R_y . Недостатком схем КСПН, представленных на рис. 4.7, является значительное влияние температуры на K_{cm} . Для устранения этой нестабильности применяют схемы КСПН с дополнительными источниками.

При низких выходных напряжениях ($U_{\mu} \le 10$ В) применяют схемы, в которых источник опорного напряжения VD 1 питается от отдельного выпрямителя с выходным напряжением $E_{don.1}$, через термостабилизирующий двухполюсник (рис. 4.8).

Токостабилизирующий 2–х полюсник ДП 1 имеет большое внутреннее сопротивление и поэтому при изменении напряжения U_{μ} обеспечивается высокое стабильное напряжение на опорном источнике VD 1, имеющем малое динамическое сопротивление.

В данной схеме регулирующий и усилительный транзисторы обозначены через VT 2 и VT 3. Коллекторной нагрузкой VT 3 может быть: резистор R_y , резистор R'_y или термостабилизирующий 2–х полюсник ДП 2.

Наибольший коэффициент усиления по току имеет усилитель VT 3 с ДП 2, но по K_{cm} , внутреннему сопротивлению и коэффициенту сглаживания пульсаций она уступает схеме с R_y . Схема с резистором R_y в коллекторной цепи транзистора VT 3 требует дополнительного стабильного напряжения $E_{don.2}$, и в этом ее недостаток.

Схема с резистором R'_{y} применяется тогда, когда напряжение U_{μ} незначительно больше 10 В. В этом случае не столь существенно некоторое увеличение минимального коллекторного напряжения регулирующего транзистора VT 2, поэтому здесь целесообразно коллектор транзистора VT 3 подключить к входу стабилизатора через токостабилизирующий 2–х полюсник ДП 2.

Регулирующий транзистор VT 2 на рис. 4.8 показан условно. В действительности он является составным. Один из возможных вариантов соединения транзисторов в составной регулирующий транзистор представлен на рис. 4.9 (обозначен пунктирной линией).



Рис.4.8. Схема транзисторного стабилизатора низких напряжений





Рис. 4.9. Составной регулирующий транзистор:а) нормальное включение;б) с дополнительными источниками питания



a)



Рис. 4.10. Схемы КСПС с дифференциальными усилителями а) без термокомпенсирующего источника; б) с термокомпенсирующим источником



Рис. 4.11. Схема интегрального стабилизатора с дополнительным транзистором в РЭ



Рис. 4.12, а. Стабилизатор напряжения с операционным усилителем



Рис. 4.13. Характеристики транзисторов: а – выходная; б – входная, где $U_{K \ni P \ni M \mu H}$ – минимально допустимое напряжение на РЭ; U_{BX} – амплитуда переменной составляющей (пульсаций) на входе стабилизатора

Величина $U_{K \ni P \ni M U H}$ зависит от тока нагрузки $I_{H MAKC}$, сопротивления нагрузки коллектора УПТ, способа включения транзисторов, образующих составной регулирующий транзистор (германиевые или кремниевые). Минимальное коллекторное напряжение $U_{K \ni M U H}$ одиночного транзистора определяется из характеристики $I_K = f(U_{K \ni})$ на границе области насыщения при максимальном коллекторном токе $I_{K MAKC}$. На рис. 4.13, а в качестве примера показано нахождение $U_{K \ni M U H}$ при некотором значении тока I_K . При токе I_K , например, равном 2 A для мощных германиевых транзисторов, $U_{K \ni M U H}$ примерно равно 1 B и слагается из напряжения $U_{\ni E} = 0,2\div0,3$ B и $U_{K = 1,4\div1,6}$ B.

Для составного транзистора (рис. 4.9) (кремниевые транзисторы) при токе $I_{K}=2$ А напряжение коллектор–эмиттер транзистора VT 21 слагается из напряжений база–эмиттер $U_{3\delta}$ транзисторов VT 21–VT 23 и коллектор–база $U_{\kappa\delta}$ тран-

зистора VT 23. Для рассматриваемого случая $U_{K \ni P \ni MUH} \approx 4$ В. Для германиевого транзистора при том же токе $U_{K \ni P \ni MUH} \approx 2$ В.

Если увеличить ток нагрузки для кремниевых и германиевых составных транзисторов, то $U_{K \ni P \ni M U H}$ будет увеличиваться.

Если коллекторной нагрузкой УПТ является резистор R_y (рис. 4.8), то $U_{K \to P \to M U H}$ будет меньше, чем при коллекторной нагрузке ДП 2.

Для низких выходных напряжений $U_H=3\div6$ В и токах нагрузки, равных единицам и сотням ампер, КПД возрастает, а габариты радиатора охлаждения транзистора VT 21 уменьшаются даже при незначительном снижении $U_{K \ni P \ni MUH}$.

Если применять дополнительный источник напряжений $E_{ДОП.3}$ или $E'_{ДОП.3}$ (рис.4.9, б), то минимальное напряжение на кремниевом транзисторе VT 21 при токе нагрузки 2 А будет примерно равно 2,5 В, т.е. на 1,5÷2 В меньше, чем в схеме на рисунке 4.9, а. Схема на рис. 4.9, б с источником $E_{ДОП.3}$, резистором R_{Γ} и диодами VD 1, VD 2 более предпочтительна, чем с источником $E'_{ДОП.3}$, резистором R'_{Γ} и диодами VD 1, VD 2 более предпочтительна, чем с источником $E'_{ДОП.3}$, резистором R'_{Γ} и диодами VD 1, VD 2 равно 1,4÷1,6 В, а во втором случае (на диодах VD 1, VD 2 равно 1,4÷1,6 В, а во втором случае (на диодах VD 1, VD 2) – 3,5÷4 В.

При использовании в РЭ германиевых транзисторов схема на рис. 4.9, б практически не имеет преимуществ по сравнению со схемой на рис. 4.9, а. При $U_{H}>10$ В и больших пределах измерения Uc схема на рис. 4.9, б с диодам VD' 1, VD' 2 имеет преимущество по сравнению со схемой с диодами VD 1, VD 2,так как в этом случае максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторах VT 22 и VT 23, окажется меньше из–за постоянства напряжения на них.

Для нахождения $U_{BX.MMH}$ по (4.59) необходимо задаться амплитудой первой гармоники пульсации на входе стабилизатора $U_{ex.~}$.

Для схем с $U_{H} < 10$ В $U_{ex,\sim} = 5 \div 10\%$ $U_{H.MAKC}$;

для схем с $U_{H} > 10 \text{ B} U_{ex.} = 3 \div 5\% U_{H.MAKC};$

При этом необходимо учесть, что чем больше U_{ex} , тем меньше КПД и увеличиваются габариты радиатора транзистора VT 21, а при очень низких значениях U_{ex} увеличиваются масса и габариты фильтра выпрямителя.

Номинальное U_{ex} и максимальное $U_{ex.MAKC}$ значения входного напряжения равны:

$$U_{ex} = \frac{U_{ex}Mu}{1 - b_c} + I_{0MAKC} + r_e \frac{b_c}{1 - b_c}; \qquad (4.60)$$

$$U_{sx}Ma\kappa = \frac{1+a_c}{1-a_c}U_{sx\ MHH} + I_{0\ MAKC}\frac{a_c+b_c}{1-b_c}r_s, \qquad (4.61)$$

где *a_c* и *b_c* – относительные коэффициенты изменения переменного напряжения сети в сторону повышения и понижения соответственно;

*I*_{0МАКС} – максимальный ток выпрямителя;

 r_{g} – внутреннее сопротивление выпрямителя, найденное при его расчете. Обычно при расчете принимают $a_{c} = b_{c}$. В этом случае имеем:

$$U_{ex} = \frac{U_{ex MHH}}{1 - a_c} + I_{0 MAKC} \cdot r_e \frac{a_c}{1 - a_c}; \qquad (4.62)$$

$$U_{ex MAKC} = \frac{1 + a_c}{1 - a_c} U_{ex MIH} + I_{0 MIH} + \frac{2a_c}{1 - a_c} + r_e.$$
(4.63)

Ток $I_{0 MAKC}$ для схемы с последовательным включением РЭ равен $I_{0 MAKC} = I_{H MAKC} + I_{cm}$, где I_{cm} – ток стабилизатора.

Обычно $I_{HMAKC} >> I_{cm}$. Тогда $I_{0MAKC} \cong I_{HMAKC}$.

Так как мощность, рассеиваемая на VT 22, VT 23 значительно меньше, чем на VT 21 (рис. 4.9, а), то приближенно можно считать, что $P_{\kappa,p_3} \cong P_{\kappa 21}$.

Значение $U_{\hat{E}\hat{Y}}$ не должно превышать $0.8U_{K\Im MAKC}$ для любого из транзисторов VT 21, VT 22, VT 23 составного РЭ.

По известным значениям U, I_{HMAKC} выбирается по справочнику транзистор для использования его в качестве VT 21 (рис. 4.9, а, б).

Количество транзисторов, образующих составной РЭ, выбирается таким, чтобы максимальный ток в цепи базы РЭ не превышал 0,5 мА при $I_{H.MAKC}$. Максимальное значение тока базы $I_{6\,23\,MAKC}$ определяется через $I_{\kappa21\,MAKC}$ и $I_{21\,921MAKC}$.

$$R'_{y} = \frac{U_{K\Im p \Im MH} - U_{\Im D p \Im}}{I_{K ynm MH} - I_{D D \Im} MAKC}.$$
(4.64)

При включении в коллекторную цепь УПТ термостабилизирующего двухполюсника сопротивление резистора R 5 (см. рис. 4.8) определяется по формуле:

$$R_{5} = \frac{U_{VD3} - U_{3E2}}{I_{K ynm MHH} - I_{E p \rightarrow MAKC}},$$
(4.65)

Коэффициент усиления УПТ в схеме стабилизатора на рис. 4.8 определяется формулой:

$$K_{y} = \frac{h_{21\Im ynm} \cdot R_{\kappa}}{h_{21\Im ynm} + R_{\phi}^{\prime}}, \qquad (4.66)$$

где

$$R'_{\partial} = \frac{R_{VD1}(R_{VD2} + R_n)}{R_{VD1} + R_{VD2} + R_n}.$$
(4.67)

Значения сопротивления *R_к* при различных нагрузках транзистора УПТ для схем на рис. 4.8 определяются следующими формулами:

для резистора R'_{y} :

$$R_{\kappa} = \frac{R'_{y} \cdot h_{11_{3}p_{3}}}{R'_{y} + h_{11_{3}p_{3}}}; \qquad (4.68)$$

для резистора R_y :

$$R_{\kappa} = \frac{R_{y} \cdot h_{11_{2}p_{2}}}{R_{y} + h_{11_{2}p_{2}}}; \qquad (4.69)$$

для токостабилизирующего двухполюсника ДП 2:

$$R_{\kappa} = \frac{r_{\partial n2} \cdot h_{11_{2}p_{2}}}{r_{\mathcal{A}\Pi 2} + h_{11_{2}p_{2}}}.$$
(4.70)

Для схемы с внутренним источником опорного напряжения VD 1, (см. рис. 4.8) коэффициент усиления K_y определяется формулой:

$$K_{y} = \frac{h_{213ynm} \cdot R_{\kappa}}{h_{113ynm} + R_{\delta} + h_{213ynm} \cdot R_{cmVD1}},$$
 (4.71)

где r_{cmVD1} – динамическое сопротивление стабилитрона VD 1.

Для случая, когда в схеме на рис. 4.8 наряду с ДП 2 используется ДП 1, то $r_{\Pi 2} >> h_{113ynm}$ и тогда $R_{\kappa} \approx h_{113ynm}$. Если $R_{\kappa} \approx Ri_{ynm}$, то следует пользоваться уточненными формулами при определении K_{y} :

Для схемы на рис. 4.8 без VD 1:

$$K_{y} = \frac{h_{21 \text{ synm}} \cdot R_{\kappa}}{h_{21 \text{ synm}} \left(1 + \frac{R}{Ri_{ynm}}\right) + R'\partial}.$$
(4.72)

Для схемы на рис. 4.8 с VD 1:

$$K_{y} = \frac{h_{213ynm} \cdot R_{\kappa}}{h_{113ynm} \left(1 + \frac{R_{\kappa}}{Ri_{ynm}}\right) + R' \partial + h_{213ynm} \cdot r_{cmVD1}}.$$
(4.73)

Сравнивая K_y в формулах (4.72) и (4.73), можно сделать вывод, что при соответствующих нагрузках R_{κ} в формуле (4.72) больше, чем в (4.73), и, учитывая значения R_y в (4.68)–(4.70), можно утверждать, что K_y будет наибольшим при использовании ДП 2.

Для дифференциальных и операционных усилителей в микросхемном исполнении *К*_v определяются по справочникам.

4.2.3. Определение выходных параметров КСПН

К выходным параметрам стабилизаторов относятся K_{cm} , внутреннее сопротивление r_{μ} и коэффициент K_{cr} .

Для схемы на рис. 4.8, если коллекторной нагрузкой УПТ является резистор R'_{y} :

1. Коэффициент К_{ст}:

$$K = \frac{\boldsymbol{m}_{p_{3}} \cdot \boldsymbol{K}_{y} \cdot \boldsymbol{K}}{1 + \boldsymbol{m} \boldsymbol{d}} \cdot \frac{\boldsymbol{U}}{\boldsymbol{U}}, \qquad (4.74)$$

где $K_{\partial e_{\pi}} = \frac{R_{VD1}}{R_{\partial}} = \frac{U_{VD1}}{U_{H}}; R_{\partial} = R_{VD1} + R_{VD2} + R_{n}.$

Коэффициент K_y определяется по формуле (4.73), R_{κ} – по формуле (4.68), m_{ν_2} – по формуле (4.50):

$$d_{R} = \frac{h_{11_{2}p_{2}} \| Ri_{ynm}}{R'_{y} + h_{11_{2}p_{2}} \| Ri_{ynm}};$$
(4.75)

Знак « $\|$ » означает параллельное соединение элементов, объединенных этим знаком; $h_{11_{2}p_2}$ определяется по формуле (4.53):

$$Ri_{ynm} = \frac{m_{ynm}}{h_{213ynm}} \cdot h_{113ynm} = \frac{1}{h_{223ynm}}.$$
 (4.76)

В формуле (4.74) U_н и U₀ – номинальное значение выходного и входного напряжения стабилизатора соответственно.

Обычно $m_{p_{2}} \cdot d_{R} >> 1$, тогда

$$K_{cm} = \frac{K_y \cdot K_{\partial en}}{d_R} \cdot \frac{U_n}{U_0}, \qquad (4.77)$$

Из формулы (4.77) видно, что большое значение K_{cm} при R'_y может быть получено при больших значениях K_y , что обеспечивает применение в УПТ нескольких каскадов усиления.

2. Внутренее сопротивление:

$$r_{\mu} = \frac{Ri_{p_{\beta}} + r_{e}\left(1 + \boldsymbol{m}_{p_{\beta}} \cdot \boldsymbol{d}_{R}\right)}{\boldsymbol{m}_{p_{\beta}} \cdot \boldsymbol{K}_{y} \cdot \boldsymbol{K}_{den}},$$
(4.78)

где Ri_{p_3} определяется по формуле (4.52); r_{e} – внутреннее сопротивление выпрямителя.

3. Коэффициент K_{ce} численно равен K_{cm} (формула (4.77)) при условии, что верхнее плечо делителя $R_{den.2}$, R_n не зашунтировано емкостью.

При достаточно большой шунтирующей емкости *К*_{дел} в формуле (4.78) равен 1.

При наличии в коллекторной нагрузке УПТ токостабилизирующего двухполюсника ДП 2 имеем:

$$K_{cc} = \frac{\boldsymbol{m}_{p_{2}} \cdot \boldsymbol{K}_{y} \cdot \boldsymbol{K}_{\partial e_{1}}}{1 + \boldsymbol{m}_{p_{2}} \cdot \boldsymbol{d}_{R}} \cdot \frac{\boldsymbol{U}_{H}}{\boldsymbol{U}_{0}}, \qquad (4.79)$$

где K_y находится по формуле (4.73), R_{κ} – по формуле (4.70)

$$d_{R} = \frac{h_{11_{3}p_{3}} \parallel Ri_{ynm}}{r_{\mathcal{A}\Pi 2} + h_{11_{3}p_{3}} \parallel Ri_{ynm}},$$
(4.80)

где $r_{ДП2}$ находится по формуле

$$r_{\mathcal{A}\Pi 2} = \frac{Ri_2 + m_3 \cdot R_5}{R_3 + m_2 \cdot r_{\partial u \phi V D 3}} \cdot R_3, \qquad (4.81)$$

*Ri*₂, *m*₂ – внутреннее сопротивление и статический коэффициент усиления
 транзистора *VT* 2 соответственно; *r*_{∂uфVD3} – динамическое сопротивление *VD* 3.
 4. Внутреннее сопротивление:

$$\mathbf{r} = \frac{Ri_{p_3} + r_e(1 + \mathbf{m}_{p_3} \cdot \mathbf{d}_{R2})}{\mathbf{m}_{p_3} \cdot K_y \cdot K_{\partial e_1}}.$$
(4.82)

5. Коэффициент *К*_с, численно равен *К*_с (формула (4.79)).

Если верхнее плечо выходного делителя зашунтировать емкостью, то K_{cr} может быть несколько больше K_{cm} .

Для УПТ с коллекторной нагрузкой *R*, имеем:

1. Коэффициент стабилизации:

$$K_{cm} = \frac{\boldsymbol{m}_{p_{9}} \cdot \boldsymbol{K}_{y} \cdot \boldsymbol{K}_{\partial en}}{1 + \boldsymbol{m}_{p_{9}} \frac{\Delta U_{VD2}}{\Delta U_{0}} \cdot \boldsymbol{d}_{R_{2}}} \quad \cdot \frac{U_{\mu}}{U_{0}}, \qquad (4.83)$$

где К, определяется по формуле (4.73);

$$\boldsymbol{d}_{R2} = \frac{h_{11_{2}p_{2}} \parallel Ri_{ynm}}{Ri_{ynm} + h_{11_{2}p_{2}} \parallel Ri_{ynm}}, \qquad (4.84)$$

 $\Delta U_{\rm VD2}$ –изменение напряжения на стабилитроне VD 2 .

2. Внутреннее сопротивление:

$$r_{\mu} = \frac{Ri_{p_{\beta}} + r_{e}}{\boldsymbol{m}_{p_{\beta}} \cdot \boldsymbol{K}_{y} \cdot \boldsymbol{K}_{den}}.$$
(4.85)

3. Коэффициент K_{cz} :

$$K_{cz} = \frac{m_{p_{2}} \cdot K_{y} \cdot K_{\partial e\pi}}{1 + m_{p_{2}} \frac{U_{VD2}}{U_{0}} \cdot d_{R2}} \cdot \frac{U_{\mu}}{U_{0}}, \qquad (4.86)$$

где $U_{VD2}, U_0 \sim -$ переменная составляющая (пульсация) на стабилитроне VD 2 и на входе стабилизатора соответственно.

Выходные параметры для схемы на рис. 4.8 следующие:

Для УПТ с коллекторной нагрузкой R'_{y} имеем:

1. Коэффициент стабилизации:

$$K_{cm} = \frac{\mathbf{m}_{p_{9}} \cdot \mathbf{k}_{y} \cdot \mathbf{k}_{\partial e_{7}}}{1 + \mathbf{m}_{p_{9}} \cdot \mathbf{d}_{R1} + \mathbf{m}_{p_{9}} \cdot \mathbf{k}_{y} \cdot \frac{\Delta U_{VD1}}{\Delta U_{0}}} \cdot \frac{U_{H}}{U_{0}}, \qquad (4.87)$$

где ΔU_{VD1} – изменение напряжения на стабилитроне VD 1,

 K_{v} находится по формуле (4.66).

- 2. Внутреннее сопротивление *г_н* определяется по формуле (4.78).
- 3. Коэффициент Ксг:

$$K_{ce} = \frac{m_{p_{2}} \cdot K_{y} \cdot K_{den}}{1 + m_{p_{2}} \cdot d_{R1} + m_{p_{2}} \cdot K_{y} \cdot \frac{U_{VD1}}{U_{0}} \sim} \cdot \frac{U_{H}}{U_{0}}, \qquad (4.88)$$

где U_{VD1} – пульсации на стабилитроне VD 1.

Для УПТ с коллекторной нагрузкой токостабилизирующего двухполюсника ДП 2 имеем:

1. Коэффициент Кст:

$$K_{CT} = \frac{\mathbf{m}_{p_{9}} \cdot \mathbf{k}_{y} \cdot \mathbf{k}_{\partial e_{7}}}{1 + \mathbf{m}_{p_{9}} \cdot \mathbf{d}_{R2} + \mathbf{m}_{p_{9}} \cdot \mathbf{k}_{y} \cdot \frac{\Delta U_{VD1}}{\Delta U_{0}}} \cdot \frac{U_{H}}{U_{0}}, \qquad (4.89)$$

где K_{y} находится по формуле (4.72)

- 2. Внутреннее сопротивление r_{μ} определяется по формуле (4.82).
- 3. Коэффициент *К*_{сг}:
$$K_{cc} = \frac{\boldsymbol{m}_{p_{9}} \cdot \boldsymbol{k}_{y} \cdot \boldsymbol{k}_{oen}}{1 + \boldsymbol{m}_{p_{9}} \cdot \boldsymbol{d}_{R3}} \cdot \frac{\Delta U_{VD2}}{\Delta U_{0}} + \boldsymbol{m}_{p_{9}} \cdot \boldsymbol{k}_{y} \cdot \frac{\Delta U_{VD1}}{\Delta U_{0}} \cdot \frac{U_{H}}{U_{0}}.$$
(4.90)

Для УПТ с коллекторной нагрузкой R_y имеем: 1. Коэффициент K_{cm} :

$$K_{cm} = \frac{\mathbf{m}_{p_{9}} \cdot K_{y} \cdot K_{\partial en}}{1 + \mathbf{m}_{p_{9}} \cdot \mathbf{d}_{R3}} \cdot \frac{\Delta U_{VD2}}{\Delta U_{0}} + \mathbf{m}_{p_{9}} \cdot K_{y} \cdot \frac{\Delta U_{VD1}}{\Delta U_{0}}, \qquad (4.91)$$

где K_v определяется по формуле (4.66).

2. Внутренне сопротивление стабилизатора r_{H} определяется по формуле (4.85).

3. Коэффициент *К*_{сг} :

$$K_{cc} = \frac{m_{p_{9}} \cdot K_{y} \cdot K_{den}}{1 + m_{p_{9}} \cdot d_{R3} \cdot \frac{U_{VD2}}{U_{0}} + m_{p_{9}} \cdot K_{y} \cdot \frac{U_{VD1}}{U_{0}} \sim \frac{U_{H}}{U_{0}}, \qquad (4.92)$$

4.2.4. Расчет КСПН с последовательным РЭ

Исходные данные:

1. Номинальное напряжение питающей сети $U_c=220$ В; частота напряжений питающей сети $f_c=50$ Гц; пределы измерения напряжения сети $a_c=0,1$ и $B_c=0,1$; номинальное выходное напряжение $U_H=40$ В; пределы регулировки выходного напряжения $U_{h.MAKC} = 42$ В и $U_{h.MUH} = 38$ В; пределы измерения тока нагрузки $I_{h.MAKC} = 1$ А и $I_{h.MHH} = 0$ А; максимальная окружающая температура $T_{cmakc} = +50$ °C и минимальная $T_c_{MHH} = -10$ °C; коэффициент стабилизации $K_{cm} > 500$; внутреннее сопротивление $r_{\mu} < 0,1$ Ом; амплитуда пульсации на выходе стабилизатора $U_{\mu} = 2 MB$; температурный коэффициент напряжения $g_{\mu} \le +5$ мВ/°С. Стабилизатор входит в состав источника вторичного электропитания измерительного прибора.

2. Выбор схемы.

Поскольку интегральные стабилизаторы не обеспечивают всех заданных выходных параметров, выбираем схему стабилизатора на рис. 4.14 с коллекторной нагрузкой УПТ ДП 2. В регулирующем элементе $VT_{PЭ}$ применимы кремниевые транзисторы, соединенные по схеме на рис. 4.9, а.

В качестве источника опорного напряжения VD 1 применяем стабилитрон Д 818 А, температурный коэффициент напряжения (ТКН) которого положительный и из всех имеющихся стабилитронов близок по абсолютному значению к ТКН усилительного транзистора УПТ (см. рис. 4.6). Сопоставим его с заданным значением:

$$g_{H1} = \frac{g_{VD1}MuH + g_{ynm}MaK}{K_{0}MuH} = \frac{1,8-2,5}{0,3} = -2,33\frac{MB}{0C};$$
$$g_{H2} = \frac{g_{VD1}MaK + g_{ynm}MuH}{K_{0}MuH} = \frac{2,2-1,9}{0,47} = 0,64\frac{MB}{0C};$$

 g_{H1} cootbetctbyet $g_{H}Ma\kappa = -2,33\frac{MB}{^{0}C} < \pm 3\frac{MB}{^{0}C}$

где $K_{\partial} Ma\kappa = \frac{U_{VD1} Ma\kappa}{U_{\mu} Muh} = \frac{11,25}{24} = 0,47;$

$$K_{\partial}MUH = \frac{U_{VD1}MUH}{U_{\mu}MAK} = \frac{9}{30} = 0,3$$

В качестве VD 3 применяем два последовательно включенных кремниевых диода Д 223, динамическое сопротивление каждого из них при токе 10 мA составляет 4 Ом. Столь малое динамическое сопротивление VD3 и относительно большое напряжение U_0 позволяют исключить ДП 1 (VT 1,R 4) и использовать резистор R 3 в качестве сопротивления, ограничивающего ток диода VD 3.

При максимальном токе нагрузки 1 А и возможном его уменьшении до нуля, напряжении $U_H = 40$ В и коэффициенте пульсации $K_{\Pi B b I X} \approx 3...5$ % можно рекомендовать однофазную мостовую схему выпрямителя с емкостной нагрузкой.

3. Расчет стабилизатора.

С учетом вышеизложенного, принимаем схему на рис. 4.14. В данной схеме при использовании в коллекторной нагрузке УПТ токостабилизируюшего двухполюсника ДП даже при двух последовательно включенных диодах VD 1 и VD 2 минимальное напряжение на VT 2 при трех кремниевых составных транзисторах VT 2, VT 3, VT 4, будет не меньше 4 В. Принимаем минимальное коллекторное напряжение $U_{K \to 2 M H H} = 5$ В. Задаемся коэффициентом пульсации на входе стабилизатора $K_{\Pi BX} = 3$ %, что соответствует амплитуде пульсаций $U_{m^2} = 0.03 \cdot 42 = 1.26 B$. Принимаем $U_{m^2} = 1.3 B$.

Определяем минимальнее напряжение на входе стабилизатора

$$U_0 M u H = U_H M a \kappa + U_{\kappa_{22}} M u H + U_{m_{\sim}} = 42 + 5 + 1,3 = 48,3 B.$$

Минимальное потребление тока КСПН I_0 _{МИН} при U_0 _{МИН}, U_H _{МИН} и I_0 _{МИН} включает в себя токи через делитель $R_{\Pi 1}$, $R_{\Pi 2}$, R_{Π} (ток через делитель обычно принимается $I_{ДЕЛ} = 5...$ 15 мА), резистор ($I_{R5}=10$ мА), резистор R 1 ($I_{R1}=12$ мА). Считаем, что транзисторы VT 2 и VT 3 – кремниевые, для которых $I_{K50} = 5$ мА:

 $I_{0 MUH} = I_{R1 MUH} + I_{R2} + I_{R3 MUH} + I_{R4 MUH} + I_{R5 MUH} + I_{ДЕЛ} = 12 + 2 + 5 + 5 + 15 = 39$ мА. Принимаем $I_{0 MUH} = 50$ мА. Максимальное потребление тока от выпрямителя $I'_{0 MAKC}$ определяется при $U_{0 MUH}$, $U_{H MUH}$, $I_{H MAKC}$:

$$I'_{0} Ma\kappa = I_{\mu} Ma\kappa + I_{0} Muh = 1 + 0.05 = 1.05 \text{ A}.$$

 I_0 мак при U_0 мак, I_n мак и U_n мак будет значительно отличаться от I'_0 мак. Его значение можно будет найти в конце расчета. Зная U_0 мин, I'_0 мак, U_{m_*} , можно выбрать схему выпрямителя и выполнить его расчет. Пусть в результате расчета выпрямителя мы получим следующие данные: $U_0 = 44$ B; $U_{HMAKC} = 50$ B; $E_0_{MAKC} = 62$ B ($E_0_{MAKC} -$ напряжение холостого хода выпрямителя: $E_0_{MAKC} = \sqrt{2} U_0_{MAKC}$).



Рис. 4.14. Схема КСПН 40 В

Мощность, рассеиваемая на VT 2 при $U_{0,makc}$, $U_{H,Muh}$, $I_{32} \cong I_{k2}$ и $I_{k2} \cong I_{HMakc} + I_{den} + I_{R5Muh} = 1 + 0,015 + 0,01 = 1,025 \cong 1 A.$ $P_{\kappa 2} = (U_{0,makc} - U_{HMuh})I_{\kappa 2} = U_{\kappa 32} \cdot I_{\kappa 2} = (50 - 38) \cdot 1 = 12 Bm.$

Исходя из значений $P_{\kappa 2}$, $I_{\kappa 2}$, $U_{\kappa 92,Makc} = E_{0,Makc} - U_{H,MIH} = 62 - 38 = 24$ В, выбираем в качестве VT 2 транзистор типа КТ 803 А. Его параметры: $U_{\kappa 9,Makc} = 60$ В; $I_{\kappa,Makc} = 10$ А; $P_{\kappa,Makc} = 60$ Вт (с радиатором); $h_{219,MIH} = 10$; $R_{nep-\kappa op} = 1,66$ ⁰C/Вт; $I_{\kappa,60} = 5$ мА; $R_{\kappa op-cp} = 150$ ⁰C/Вт.

В качестве источника опорного напряжения, как уже указывалось, выбираем стабилитрон Д 818 А. Его параметры: $U_{CT} = 9...11,25$ В; $I_{CT} = 3...33$ мА; $r_{CT} = 18$ Ом (при $I_{CT} = 10$ мА);

Сопротивление резистора R 5:

$$R_{5} = \frac{\left(U_{\rm HMUH} - U_{\rm VDMAKC}\right)}{I_{R5}MUH} = 2,675 \ \kappa O_{M};$$

R 5 = 2,7 kOM.

Определяем мощность рассеивания на R 5:

 $P_{R5_{MAKC}} = I_{R5_{MAKC}}^2 \cdot R_5 = 12, 2^2 \cdot 10^{-6} \cdot 2, 7 \cdot 10^3 = 0, 4$ BT,

где
$$I_{R5,makc} = \frac{(U_{HMakc} - U_{VD3,muh})}{R_5} = 12, 2_{MA}.$$

Выбираем резистор R 5 типа МЛТ 2,7 кОм, 1 Вт (резистор рекомендуется применять не менее, чем с двойным запасом по мощности).

Максимальное напряжение на транзисторе VT 2 $U_{\kappa_{3}2,makc}$ =24 В не должно превышать $K_{3H} \cdot U_{K,32}$, где K_{3H} – коэффициент запаса по напряжению принимается равным 0,7...0,8. Для транзистора типа КТ 803 А при температуре p-n – перехода $T_{\Pi EP}$ свыше 100 ⁰C на каждые последующие 10 ⁰C напряжение $U_{K,3}$ необходимо снижать на 10 %.

Поэтому при $T_{ПЕР} = 120$ ⁰С имеем:

$$U'_{\kappa_{2}2} = U_{\kappa_{2}2,makc} (1-0,2) = 60 \cdot 0,8 = 48B,$$

где $U' \kappa_{2}$ – предельно допустимое напряжение эмиттер – коллектор VT 2 при $T_{\Pi EP} = 120$ ⁰C.

Убеждаемся, что

$$U_{K \to 2} = 24 \ B < K_{3H} \cdot U_{K \to 2} = 0.8 \cdot 48 = 38 \ B.$$

Выбор радиатора для транзистора КТ 803 А осуществляем по его рассеиваемой мощности на коллекторе R_K . Наиболее распространенными и технологичными радиаторами являются пластинчатые, ребристые и штыревые [1], но пластинчатые имеют большие размеры при $P_K > 5$ Вт, а штыревые менее технологичны, чем ребристые. Поэтому при выборе радиаторов обычно отдают предпочтение ребристым. Конструкция ребристого радиатора представлена на рис. 4.15, а рекомендации по выбору его размеров – в таблице 4.1. Мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора КТ 8О3 А $P_K= 12$ Вт, соответствует ребристый радиатор с размерами основания 100х100 мм, толщиной основания 3–6 мм, толщиной ребра 1–2 мм, высотой ребра примерно 8–10 мм при шаге между ребрами 8–14 мм. Количество ребер рекомендуется выбирать от 6 до 8. Так как $I_H_{MIH} = 0$, то ток через резистор R 4 при U_H_{MIH} примем равным $I_{R4 MIH} = I_{KE0 MIH} = 5$ мА.

Определяем сопротивление резистора R 4:

$$R_4 = \frac{U_{\text{HMUH}}}{I_{R4MUH}} = \frac{38}{5 \cdot 10^{-3}} = 7,6 \text{ KOM}.$$

Выбираем по ГОСТ R 4 = 7,5 кОм, тогда

$$I_{R4_{MAKC}} = \frac{U_{R4_{MAKC}}}{R_4} = \frac{(U_{HMAKC} - U_{362})}{R_4} = \frac{(42 - 0.7)}{7.5 \cdot 10^{-3}} = 5.5 \text{ MA}.$$

Максимальная мощность, рассеиваемая на резисторе R 4.

$$P_{R4,makc} = I_{R4,makc}^2 \cdot R4 = 5.5^2 \cdot 10^{-6} \cdot 7.5 \cdot 10^{-3} = 0.226 \text{ Bt.}$$

Берем резистор R 4 =7,5 кОм, 0,5 Вт типа ОМЛТ.

Определяем максимальное значение тока в цепи эмиттера, примерно равное току в цепи коллектора транзистора VT 3 при $U_{H,MAK}$:

$$I_{\kappa 3} = \frac{I_{\kappa 2}}{h_{21 + 2MH}} + I_{R4Makc} = \frac{1}{10}5.5 \cdot 10^{-3} = 105.5 \text{ MA}$$

при U_{Н.МИН}:

$$I'_{\kappa 3} = \frac{I_{\kappa 2}}{h_{2122MUH}} + I_{R4MUH} = \frac{1}{10} \cdot 5.5 \cdot 10^{-3} = 105 \text{ MA.}$$

Мощность, рассеиваемая на транзисторе VT 3 при $U_{0 MAKC}$ и $U_{HMUH:}$

$$P_{\kappa 3} = U_{\kappa 3} + I'_{\kappa 3} = 11.3 + 105 + 10^{-3} = 1,186$$
 BT,

где $U_{\kappa 3} = U_{\kappa 3} - U_{\kappa 52} - U_{\kappa 52} = (U_{0,makc} - U_{0,muh}) - U_{\kappa 52} = (50 - 38) - 0,7 = 11,3$ В.

В качестве VT 3 выбираем транзистор КТ803А.



Рис. 4.15. Конструкция ребристого радиатора Рекомендации по выбору радиаторов

		Гаолица 4.1
Тип радиа- Рк, Основные размеры радиатора *1	0 ⁻³ , м	Примечания
вия тепло- Толщи- Высота Размер Шаг ме	- Высота	
обмена на осно- ребра основания жду реб	5- радиа-	
вания, (штыря), в плане, рами,	тора,	
MM MM MM MM	ММ	
Пластинча- До 3-4 – До –	_	
тый радиатор 5 100×100		
(естествен-		
ная конвек-		
ция)		
Ребристый От 5 3-6 8-32 До 8-14		Для единич-
радиатор до 150×150		ного прибо-
(односторон- 20		ра размеры
ний и двух-		радиатора не
сторонний):		более
а) естествен-		100×100
ная конвек-		
ция		
б) вынуж- До 3-6 8-32 То же 5-9	-	Толщина
денная 100		ребра 1–2 мм
Штыревой От 5 4-5 8-32 До 5-9	—	Нижнее ос-
радиатор До 150×150		нование 2,5-
(односторон- 20		3 мм, верх-
ний и двух-		нее 1–1,5 мм
сторонний):		
a) ectect-		
венная		
конвекция		
Б) вынуж- До 4-32 8-32 То же 5-9	-]
денная 100		

Максимальная мощность, рассеиваемая транзистором КТ 803 А без радиатора, определяется формулой (4.50):

$$P_{KMAKC} = \frac{T_{\Pi EP} - T_{C MAKC}}{R_{\Pi EP - CP}} = \frac{120 - 50}{20} = 3,5 \text{ BT.}$$

Так как $P_{K3} = 1,186$ Вт $< P_{MAKC} = 3,5$ Вт, температура коллекторного перехода транзистора VT 3 будет меньше предельно допустимой температуры $T_{\Pi EP.MAKC} = 120$ °C.

Ток $I_{R3 MUH}$ через резистор R_3 должен быть не менее $I_{KEO MAKC}$. Принимаем:

 $I_{R3 MUH} = I_{R4 MUH} = 5$ мА. Тогда R 3 = R 4= 7,5 кОм, $I_{R3 MAKC} = I_{R4 MAKC} = 5,5$ мА.

Определим максимальный ток, протекающий в цепи эмиттера транзистора VT 4:

$$I_{34} \approx I_{K4} = I_{K3} / h_{2133 \text{ MHH}} + I_{R3 \text{ MAKC}} = 105, 5 \cdot 10^{-3} / 10 + 5, 5 \cdot 10^{-3} = 16, 5 \text{ MA}$$

Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе VT 4:

$$P_{K4} = U_{K34}^{\prime} \cdot I_{K4}^{\prime} = (U_{K32} - U_{352} - U_{353}) \cdot I_{K4}^{\prime} = (12 - 0.7 - 0.7) \cdot 16.5 \cdot 10^{-3} = 175 \text{ }\text{\textit{MB}}.$$

Определим минимальный ток коллектора I'_{K4} транзистора VT 4 при U_{HMHH} :

$$I_{K4} = I_{K3}^{\prime} / h_{2133 \text{ MUH}} + I_{R3MUH} = 105 \cdot 10^{-3} / 10 + 5 \cdot 10^{-3} = 15,5 \text{ MA}.$$

Выбираем транзистор VT 4 типа КТ 602 Б с параметрами: $U_{K\Im MAKC} = 100$ В (при $T_{\Pi EP} = 70$ °C; $T_{\Pi EP MAKC} = 120$ °C; при увеличении $T_{\Pi EP}$ на каждые 10 °C сверх $T_{\Pi EP} = 70$ °C напряжение $U_{K\Im MAKC}$ уменьшается на 10 В).

 $I_{KMAKC} = 75$ мА; $R_{\Pi EP CP} = 150$ °С/Вт; $P_{KMAKC} = 0.85$ Вт (без радиатора);

 $P_{KMAKC} = 2,8$ Вт (с радиатором); $h_{213} \ge 50$; $R_{IIEP-KOP} = 45$ °C/Вт;

 $I_{KEO} \le 70$ мкА; $I_{ЭEO} = 50$ мкА; $U_{K \ni HAC} \le 3$ В; $U_{E \ni HAC} \le 3$ В.

Для обеспечения запаса устойчивости работы по напряжению транзистора VT 4 примем $T_{\Pi EP} = 100$ °C. Тогда

$$P_{K4 MAKC} = \frac{T_{\Pi EP} - T_{CP, MAKC}}{R_{\Pi EP - CP}} = \frac{100 - 50}{150} = 330 \text{ MBT}$$

Убеждаемся, что $P_{K4 MAKC} = 330 \text{ мBT} > P_{K4} = 175 \text{ мBT}$, следовательно, температура коллекторного перехода VT 4 будет меньше $T_{\Pi EP.MAKC} = 120 \text{ °C}$.

Определяем максимальное значение тока в цепи базы транзистора VT 4:

$$I_{64 MAKC} = \frac{I_{K4}}{h_{2134 MHH}} = \frac{16, 5 \cdot 10^{-3}}{50} = 0,33 MA.$$

Так как $I_{E4 MAKC} < 0,5$ мА, (см. формулу 4.53), то количество транзисторов РЭ принимается равным трем (VT 2–VT 4).

Определяем ток коллектора транзистора VT 5:

$$I_{K5} = (5...6)I_{64 MAKC} = 5, 5 \cdot 0, 33 = 1,8 MA.$$

Максимальное напряжение на транзисторе VT 5:

$$U_{K \to 5} = U_{HMAKC} - U_{VD3 MHH} + U_{E \to P \to 2} = 42 - 9 + 2 = 35 B,$$

где $U_{E_{2}P_{2}}$ – напряжение база – эмиттер составного транзистора $VT_{P_{2}}$. Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе VT 5:

$$P_{K5} = U_{K35} \cdot I_{K5} = 35 \cdot 1.8 \cdot 10^{-3} = 63 \ \text{MBm}.$$

Выбираем в качестве VT 5 транзистор КТ 503 В, у которого $U_{K3 \ MAKC} = 60$ В; $U_{K3 \ HAC} \le 0,6$ В; $U_{E3 \ HAC} \le 1,2$ В; $U_{KE \ HAC} = 80$ В; $I_{K5} = 0,15$ А; $h_{213} = 40...120$; $h_{113} = 400...500$ Ом; $I_{E \ MAKC} = 0,1$ А; $P_{K \ MAKC} = 350$ мВт; $T_{IIEP. \ MAKC} = 150$ °C (параметры транзистора определялись при – 40 °C $\le T_{CP} \le 100$ °C).

Максимальное значение тока I_{K1} через транзистор VT 1 и резистор R 2 равно $I_{K1} = I_{R2} = 1,5$ мА. Напряжение на резисторе R 2:

$$U_{R2} = U_{VD1} + U_{VD2} - U_{\Im E1} = 0,7 + 0,7 - 0,7 = 0,7 B,$$

где U_{эб1} – напряжение база–эмиттер транзистора VT 1. Сопротивление резистора R 2:

$$R2 = \frac{U_{R2}}{I_{K1}} = \frac{0.7}{1.5 \cdot 10^{-5}} = 470 \, O_{\mathcal{N}}$$

Мощность, рассеиваемая на R 2:

$$P_{R2} \ mak = \frac{U^2_{R2}}{R2} = \frac{0.49}{470} = 0.001 \ Bm.$$

Выбираем R 2 типа МЛТ-0,25 = 470 Ом. Максимальное напряжение на транзисторе VT 1:

$$U_{\kappa_{91}} = U_{\kappa_{92}} - U_{\gamma_{0}\delta_{p_{9}}} - U_{R_{2}} = 24 - 2 - 0.7 = 21.3 B.$$

Максимальная мощность, рассеиваемая на VT 1:

$$P_{\kappa 1} = U_{\kappa 31} \cdot I_{\kappa 1} = 21.3 \cdot 1.5 \cdot 10^{-3} = 32 \, \text{MBm}.$$

Выбираем транзистор VT типа КТ 503 В. Минимальное напряжение на транзисторе VT 1:

$$U_{\kappa_{3}1MH} = U_{\kappa_{3}2MH} - U_{R2} - U_{3\delta p_{3}} = 5 - 0.7 - 2 = 2.3B.$$

Сопротивление на резисторе R 1 определяем из условия, чтобы минимальный ток через него $I_{RMH} \leq 10$ мА:

$$R1 = \frac{U_{0MHH} - U_{VD1} - U_{VD2}}{I_{R1MHH}} = \frac{38 - 0.7 - 0.7}{10 \cdot 10^{-3}} = 3360 \text{ MA}.$$

Выбираем по ГОСТ R 1 = 3600 Ом. Максимальный ток через резистор:

$$I_{R1MAKC} = \frac{E_{0MAKC} - U_{VD1} - U_{VD2}}{R1} = \frac{62 - 0.7 - 0.7}{3600} = 17 MA$$

Максимальная мощность, рассеиваемая на R 1:

$$P_{R1MAKC} = I_{R1MAKC}^2 \cdot R1 = 17^2 \cdot 10^{-6} \cdot 3600 = 1 Bm.$$

Выбираем резистор типа МЛТ–2 = 3,6 кОм. Определяем сопротивления плеч делителя. Общее сопротивление делителя R_{o} при заданном токе $I_{o} = 15$ мА будет равно:

$$R_{\partial} = \frac{U_{\mu MAKC}}{I_{\partial}} = \frac{42}{15 \cdot 10^{-3}} = 2.8 \ \kappa Om.$$

Минимальный и максимальный коэффициенты передачи напряжения делителя были определены выше:

 K_{∂} мин = 0.3; K_{∂} мак = 0.47. Сопротивление резистора R 8 и R 7:

$$R8 = K_{\partial MIH} \cdot R_{\partial} = 0.3 \cdot 2800 = 840 \ O_{\mathcal{M}};$$
$$R7 = R8 \frac{1 - K_{\partial MAKC}}{K_{\partial MAKC}} = 820 \frac{1 - 0.47}{0.47} = 902 \ O_{\mathcal{M}}.$$

Выбираем по ГОСТ R 7= 910 Ом.

Сопротивление переменного резистора R 6 равно:

$$R6 = R_{\partial} - R7 - R8 = 2800 - 910 - 840 = 1050 \text{ Om}.$$

Выбираем по ГОСТ R 6 = 1 кОм. Уточняем ток делителя I_{∂} при

1.

 $R_{\partial} = R6 + R7 + R8 = 1000 + 910 + 840 = 2750 \text{ Om}.$

$$I_{o} = \frac{I_{\mu MAKC}}{R_{o}} = \frac{42}{2750} = 15.2 \text{ MA}.$$

Определяем мощности, рассеиваемые на резисторах R 6, R 7, R 8:

$$P_{R6} = I_{\ \partial}^{2} \cdot R6 = 15.2^{2} \cdot 10^{-6} \cdot 1000 = 0.23 Bm;$$

$$P_{R7} = I_{\ \partial}^{2} \cdot R7 = 15.2^{2} \cdot 10^{-6} \cdot 910 = 0.21 Bm;$$

$$P_{R8} = I_{\ \partial}^{2} \cdot R8 = 15.2^{2} \cdot 10^{-6} \cdot 840 = 0.19 Bm;$$

Выбираем проволочные резисторы R 7 и R 8 типа ПТМН–0,5 и типа СП5–

Определяем коэффициент стабилизации по формуле (4.74):

$$K_{cm} = \frac{\boldsymbol{m} \cdot K_{y} \cdot K'_{\partial en}}{1 + \boldsymbol{m}_{pp} \cdot \boldsymbol{d}_{R}} \cdot \frac{U_{\mu}}{U_{0}},$$

где
$$K' \partial e_{\pi} = \frac{U_{VD3MH}}{U_{\mu}} = \frac{9}{40} = 0.225$$
; $U_{\mu} = 40$ B; $U_0 = 44$ B;

$$\boldsymbol{m}_{p_{9}} = \frac{\boldsymbol{m}_{2} \cdot \boldsymbol{m}_{3} \cdot \boldsymbol{m}_{4}}{\boldsymbol{m}_{2} \cdot \boldsymbol{m}_{3} + \boldsymbol{m}_{2} \cdot \boldsymbol{m}_{4} + \boldsymbol{m}_{3} \cdot \boldsymbol{m}_{4}} = \frac{800 \cdot 900 \cdot 1200}{800 \cdot 900 + 800 \cdot 1200 + 900 \cdot 1200} = 300,$$

где $m_2 = 800$ (для VT 2); $m_3 = 900$ (для VT 3); $m_4 = 1200$ (для VT 4).

$$K_{y} = \frac{h_{2195} \cdot R_{\kappa}}{h_{1195} + R'\partial + h_{2195MHH} \cdot r_{cm,VD3}} = \frac{25 \cdot 5 \cdot 10^{3}}{400 + 840 + 40 \cdot 0.025} = 109;$$

$$R_{\kappa} = \frac{h_{119p3} \cdot r_{\partial n}}{h_{119p3} + r_{\partial n}} = \frac{5 \cdot 10^{3} \cdot 215 \cdot 10^{3}}{5 \cdot 10^{3} + 215 \cdot 10^{3}} = 5 \kappa O_{M};$$

$$r_{\partial n} = \frac{R_{1} \cdot R_{2}}{r_{ourd,VD1} + r_{\partial urd,VD2}} = \frac{3660 \cdot 470}{4 + 4} = 215 \kappa O_{M}.$$

 $h_{11_{9P9}} = h_{11_{94}} + h_{21_{94}MIH} \cdot h_{11_{93}} + h_{21_{93}MIH} \cdot h_{21_{94}MIH} \cdot h_{11_{92}} = 1500 + 50 \cdot 20 + 10 \cdot 50 \cdot 5 = 5$ $\kappa O M.$

$$d_{R} = \frac{Ri_{5} \parallel h_{119p3}}{r_{on} + R_{u15} \parallel h_{119p3}} = \frac{\frac{(12 \cdot 10^{3} \cdot 5 \cdot 10^{3})}{(12 \cdot 10^{3} + 5 \cdot 10^{3})}}{215 \cdot 10^{3} + \frac{(12 \cdot 10^{3} \cdot 5 \cdot 10^{3})}{(12 \cdot 10^{3} + 5 \cdot 10^{3})}} = 0.02;$$

$$Ri_{5} = \frac{\mathbf{m}_{5} \cdot h_{11 \rightarrow 5}}{h_{21 \rightarrow 5MHH}} = \frac{1200 \cdot 400}{40} = 12 \, \kappa O_{MS}$$

$$m_5 = 1200; h_{2125MHH} = 40; R'_{\partial} = \frac{R8(R7 + R6)}{R_{\partial}} = \frac{820(1000 + 910)}{2800} = 840 OM$$

$$K_{cm} = \frac{\mathbf{m}_{p_{9}} \cdot K_{\partial} \cdot K'_{\partial e\pi} \cdot 40}{(1 + \mathbf{m}_{p_{9}} \cdot d_{R}) \cdot 44} = \frac{300 \cdot 100 \cdot 0.225}{1 + 300 \cdot 0.02} \cdot \frac{40}{44} = 854.$$

Убеждаемся, что K_{cm} =854> $K_{cm.3ad.}$ =500. Определяем внутреннее сопротивление стабилизатора по формуле (4.78):

$$r_{\mu} = \frac{Ri_{p_{9}} + r_{e}(1 + m_{p_{9}} \cdot d_{R})}{m_{p_{9}} \cdot K_{o} \cdot K_{o}' \cdot K_{oen}'} = \frac{300 + 6(1 + 300 \cdot 0.02)}{300 \cdot 100 \cdot 0.025} = 0.05 O_{M}.$$

$$Ri_{p_{9}} = \frac{m_{p_{9}} \cdot h_{119p_{9}}}{h_{219p_{9}}} = \frac{300 \cdot 5 \cdot 10^{3}}{h_{2192} \cdot h_{2193} \cdot h_{2194}} = \frac{300 \cdot 510^{3}}{10 \cdot 10 \cdot 50} = 300 O_{M}.$$

Внутреннее сопротивление выпрямителя $r_e = 6$ Ом (было определено при расчете выпрямителя, гл. 3), убеждаемся, что $r_{\mu} < 0.05$ Ом, $r_{\mu 300} = 0.1$ Ом.

Принимая $K_{cm} = K_{cr}$, определяем коэффициент пульсации на выходе стабилизатора K_{nh} по формуле

$$K_{n\mu} = \frac{Kn_{ex}}{K_{c2}} = \frac{0.03}{854} = 3.5 \cdot 10^{-5},$$

где

$$K_{n.ex} = \frac{U_0}{U_0} \approx \frac{1.3}{44} = 0.03$$
.

Так как $Kn.H = \frac{UH}{UH}$, то амплитуда пульсации на выходе стабилизатора:

$$U_{H} \sim = K_{\Pi.H.} \cdot U_{H} = 3,5 \cdot 10^{-5} \cdot 4 = 1.4 \ \text{MB}.$$

Уточняем максимальное значение тока $I_{0 MAKC}$:

 $I_{0 MAKC} = I_{H MAKC} + I_{ZET} + I_{R5 MAKC} + I_{R3 MAKC} + I_{R4 MAKC} + I_{R2 MAKC} + I_{R1 MAKC} =$ = 1 + 15,2 \cdot 10⁻³ + 12,2 \cdot 10⁻³ + 5,5 \cdot 10⁻³ + 1,5 \cdot 10⁻³ + 17 \cdot 10⁻³ = 1,057 A.

Определяем КПД стабилизатора при $U_{HMAKC} = 42$ В, $I_{HMAKC} = 1$ А, $U_0 = 44$ В, $I_{0MAKC} = 1,057$ А.

$$h = \frac{U_{HMAKC} \cdot I_{HMAKC}}{U_{0MAKC}} = \frac{42 \cdot 1}{44 \cdot 1,057} = 0.9.$$

4.2.5. Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения

По способу присоединения регулирующего элемента (РЭ) и нагрузки импульсные стабилизаторы напряжения (ИСН) подразделяются на последовательные и параллельные, рис. 4.16.

В схеме на рис. 4.16, а РЭ, дроссель и нагрузка включены последовательно. Транзистор в РЭ работает в ключевом режиме, т.е. находится либо в режиме насыщения, когда он полностью открыт, либо в режиме отсечки, когда он полностью закрыт. Когда транзистор открыт, энергия от источника постоянного тока U_{Π} передается в нагрузку через дроссель L, в котором происходит накопление электромагнитной энергии. Когда транзистор закрывается, накопленная в дросселе энергия через диод VD передается в нагрузку. В ИСН РЭ преобразует (модулирует) входное постоянное напряжение в серию последовательных импульсов определенной длительности и частоты, а сглаживающий фильтр, состоящий из диода VD, дросселя и конденсатора С, выпрямляет их в постоянное напряжение U_{H} . При изменении U_{Π} и U_{H} в ИСН с помощью цепи обратной связи, состоящей из измерительного элемента (ИЭ) и схемы управления (СУ), импульсы различной длительности или частоты преобразуются в напряжение таким образом, что выходное напряжение U_H остается стабильным.

ИСН в зависимости от способа управления РЭ могут быть выполнены с широтно–импульсной модуляцией (ШИМ), частотно–импульсной модуляцией (ЧИМ) или релейного (т.е. смешанного) типа. В ШИМ ИСН в процессе изменения U_{Π} или I_{H} изменяется длительность импульса, а частота переключения РЭ остается постоянной. В ЧИМ ИСН длительность импульса остается постоянной, а изменяется частота переключений РЭ обратно пропорционально изменению U_{Π} , U_{H} или I_{H} . В релейных ИСН изменяются одновременно длительность и частота коммутации РЭ.

На рис. 4.16, б представлена схема ИСН параллельного типа с повышенным (по сравнению с U_H) выходным напряжением. В этой схеме РЭ подключен параллельно нагрузке R_H , диод VD блокирует нагрузку R_H и конденсатор фильтра С от РЭ. При открытом транзисторе ток от источника питания U_{Π} протекает через дроссель L, запасая в нем энергию.

Диод VD отсекает (блокирует) нагрузку и не позволяет конденсатору C разрядиться через открытый транзистор РЭ. В это время конденсатор разряжается через нагрузку R_H . Когда транзистор закрывается, ток от источника питания U_{Π} протекает через дроссель, ЭДС которого суммируется с U_{Π} , в результате чего выходное напряжение U_H оказывается больше U_{Π} . В этой схеме дроссель не является элементом фильтра, играет роль только накопителя ЭДС для увеличения U_H .

В данном ИСН схема управления работает таким образом, что при повышении входного напряжения питания U_{Π} уменьшается длительность открытого состояния РЭ на такую величину, чтобы скомпенсировать увеличение U_{Π} .

На рис. 4.16, в представлена схема ИСН инвертирующего типа. Она отличается от схемы на рис. 4.16, б тем, что здесь параллельно нагрузке R_H включен дроссель, а РЭ включен последовательно с нагрузкой. Блокирующий диод отделяет конденсатор фильтра С и нагрузку R_H от РЭ.

Эта схема позволяет изменить полярность выходного напряжения относительно входного, что в ряде случаев является необходимым.

Среди рассмотренных схем ИСН наибольшее распространение получил последовательный стабилизатор, в котором сглаживание пульсаций осуществляется фильтром VD, C, в то время как в схемах на рис. 4.16, б и 4.16, в дроссель не участвует в сглаживании пульсаций и приходится увеличивать емкость фильтра C, что приводит к увеличению габаритов и массы фильтра. В реальных схемах ИСН дроссель выполняется с отводом от части витков, т.е. в автотрансформаторном варианте, что позволяет регулировать ток транзистора РЭ.



Рис. 4.16. Структурные схемы импульсных стабилизаторов:
а) схема с последовательным включением нагрузки;
б) схема с параллельным включением нагрузки;
в) схема с параллельным включением накопительного дросселя и последовательным включением блокирующего диода

Схема управления позволяет получить требуемую стабильность выходного напряжения. С одной стороны, она подсоединяется к нагрузке для формирования сигнала рассогласования в цепи обратной связи, а с другой – к базе транзистора РЭ для управления его включением и выключением. Каждая из вышерассмотренных схем имеет свои достоинства и недостатки, рекомендуемую область применения.

ИСН с ШИМ, по сравнению с другими схемами имеют следующие преимущества:

обеспечиваются высокий КПД и оптимальная постоянная частота преобразования независимо от напряжения питания U_{Π} и тока нагрузки I_{H} ;

качественно сглаживаются пульсации выходного напряжения U_H;

имеется возможность одновременной синхронизации частот преобразования неограниченного числа ИСН;

недостатком ИСН с ШИМ является более сложная СУ, в состав которой должен входить задающий генератор.

ИСН с ЧИМ существенных преимуществ по сравнению с ИСН с ШИМ не имеют, но обладают следующими недостатками:

схемы для регулирования частоты в широких пределах в зависимости от величины изменения U_{Π} , намного сложнее, чем в ИСН с ШИМ;

сложность схемотехнических решений одновременной синхронизации частот преобразования большого числа ИСН.

В релейных стабилизаторах наиболее простая СУ, но сравнительно большой уровень пульсаций выходного напряжения.

Схемы управления всех трех ИСН содержат делитель напряжения (ДН), источник опорного напряжения (ИОН), сравнивающий элемент и усилитель рассогласования.

В зависимости от способа стабилизации в СУ могут входить:

– формирователь синхронизирующего напряжения (ФСН);

– сравнивающий элемент и пороговое устройство (ПУ) для ИСН с ШИМ. Как и в непрерывных СН в первый элемент схемы сравнения СУ поступает постоянное опорное напряжение $U_{O\Pi}$ и пересчитанное выходное напряжение стабилизатора U_{CT} . Разность этих напряжений поступает на вход УПТ. В СУ в ИСН с ШИМ формирование модулированных по длительности импульсов происходит в пороговом устройстве ПУ, на вход которого поступают разность усиленного (после УПТ) сигнала рассогласования синхронизирующего напряжения $U_{3.T}$. Изменения длительности управляющего импульса осуществляются модуляцией фронта, среза, фронта и среза линейно–изменяющегося напряжения синхронизации, которые представлены на рис. 4.17.



Рис. 4.17. Диаграмма изменений напряжений при модуляции фронта (а), среза (б), фронта и среза (в)

В случае модуляции фронта (рис. 4.17, а) линейноизменяющееся напряжение синхронизации $U_{3.2.}$ нарастает. Пороговое устройство, благодаря своей инерционности, срабатывает не мгновенно, а с некоторой задержкой t_1 и t_2 от момента пересечения управляющего напряжения с горизонтальными прямыми X_0 и $-X_0$. Длительности воздействия на базу регулирующего транзистора управляющего импульса и паузы соответственно равны g_3T и g_pT .

В случае модуляции среза (рис. 4.17, б) напряжение $U_{_{3.e.}}$ на каждом периоде спадает, а в случае модуляции фронта и среза (рис. 4.17, б) напряжение $U_{_{3.e.}}$ на каждом периоде нарастает и спадает, что позволяет реализовать более быстродействующий ИСН по сравнению с первыми двумя случаями.

Коэффициент передачи СУ для схемы ИСН с ШИМ определяется по формуле [1]:

$$K_{uuum} = \frac{K_{\partial.H} \cdot K_{y.u}}{2U_{m_{3.2}}}, \qquad (4.93)$$

где $K_{\partial,\mu}$, $K_{y,u}$ – коэффициенты передачи делителя напряжения и усилителя рассогласования (УПТ); $2U_{m_{3,2}}$ – двойная амплитуда синхронизирующего напряжения.

Во всех трех схемах ИСН с ШИМ, ЧИМ и в релейной первые три звена (делитель напряжения, источник опорного напряжения и УПТ вместе с элементом сравнения) выполняют те же функции, что и аналогичные звенья в непрерывных стабилизаторах напряжения, поэтому их схемотехнические решения и методики расчета ничем не отличаются.

Поэтому в дальнейшем необходимо обратить внимание на схемы и методики расчета формирователей синхронизирующего напряжения (ФСН) и пороговых устройств ПУ, входящих в состав СУ ИСН.

Из существующих типов ФСН наибольшее распространение получили схемы, показанные на рис. 4.18.

В схеме на рис. 4.18, а линейноизменяющееся напряжение спадающего вида (рис. 4.17, 6) получено с помощью конденсатора C, мостового выпрямителя VD и резистивного делителя R1 и R2. На вход схемы подается прямоугольное напряжение от преобразователя.

Для получения необходимой линейности спадающего напряжения постоянная времени цепи (R1 + R2) выбирается большой. Достоинством схемы является ее простота, а основным недостатком – пропорциональная зависимость формы $U_{m3,2}$ от напряжения питания, что может привести при быстрых изменениях U_{n1} к нарушению режима стабилизации ИСН.



Рис. 4.18. Схемы формирователей синхронизирующего напряжения: а) схема формирования спадающего линейноизменяющегося напряжения с помощью конденсатора; б) схема формирования нарастающего линейноизменяющегося напряжения; в) схема формирования синхронизирующего сигнала дифференцирующей цепочки; г) схемы формирователей синхронизирующего напряжения с использованием операционного усилителя; д) схема формирования синхронизирующего напряжения с помощью схемы управления

Этот недостаток устранен в схеме на рис. 4.18, б включением транзистора VT, стабилитронов VD 2 и VD 3, конденсатора C2 и резисторов R 3–R 6. В данной схеме формирование напряжения линейной формы нарастающего вида

осуществляется следующим образом. В промежутках времени между импульсами U 2 конденсатор C 2 периодически заряжается от $U_{\Pi O}$ до $(U_{\Pi O} + 2U_{M3,\Gamma})$ (рис. 4.17,б) через резистор R 5 от источника опорного напряжения, выполненного на стабилитроне VD 3 и резисторе R 4. В другие промежутки времени в моменты воздействия импульсов U 2 на базу транзистора VT он открывается, и конденсатор C 2 мгновенно разряжается до $U_{\Pi O}$ через резистор R 4, стабилитрон VD 2 и транзистор. Применение стабилитрона VD 3 и режима быстрого перезаряда конденсатора дифференцирующей цепи позволяет исключить влияние источников питания $U_{\Pi 1}$ и $U_{\Pi O\Pi}$ на параметры $U_{3,\Gamma}$.

Основным недостатком схем на рис. 4.17 является обязательное наличие импульсного напряжения питания $U_{\Pi 1}$. Устранение этого недостатка позволяют схемы на рис. 4.18, г, д, которые работают в автоколебательном режиме при питании их постоянным напряжением. Для получения автоколебаний в схеме на рис. 4.18, г применяются операционный усилитель ДА (НС 153 УД 1), резисторы R 1–R 5 и конденсатор С. Автогенератор вырабатывает прямоугольные импульсы, передний и задний фронты которого определяются сменой полярности треугольных импульсов ЗГ. Схема ФСН на рис, 4.18, д содержит почти все звенья СУ. Здесь делитель напряжения выполнен на резисторах R 7–R 8 и источник опорного напряжения – на VD 1 и R 1, а функции сравнивающего элемента, усилителя рассогласования и ЗГ выполняют симметричный мультивибратор (элементы VT 1, VT 2, VT 3, R 2–R 7, C 1, C 2).

Транзисторы VT 2 и VT 3 работают в линейном режиме, вырабатывают управляющие импульсы U_{y_1} и U_{y_2} . Величина коллекторных токов I_{K2} и I_{K3} зависит от выходного напряжения U_H и стабилизатора. Схема также вырабатывает прямоугольные импульсы, длительность которых зависит от постоянной времени $R_{\kappa_{93}} \cdot C2$ и $R_{\kappa_{92}} \cdot C1$. В данной схеме с мультивибратором трудно осуществить синхронизацию, а при быстрых изменениях U_H формирование необходимой длительности управляющих импульсов происходит с запаздыванием, зависящим от значений вышеприведенной постоянной времени. Это затрудняет применение данной схемы на высоких частотах коммутации (до 100–200 кГц) регулирующего транзистора ИСН.

Схемы пороговых устройств (ПУ) для управления ИСН приведены на рис. 4.19.

Как уже указывалось, в пороговом устройстве (ПУ) осуществляется формирование по длительности (или частоте) импульсов $U_{\Pi,Y}$. На входы ПУ должна поступать разность усиленного сигнала рассогласования U_Y и синхронизирующего напряжения $U_{3,\Gamma}$. Управление длительности управляющего импульса осуществляется модуляцией его фронта или среза.

В ПУ могут быть использованы УПТ на одном или двух транзисторах, операционный усилитель (ОУ), работающий в режиме компаратора, а также триггер.

В схемах ПУ, показанных, на рис. 4.19, а переключение транзистора VT происходит в моменты равенства $(U_V + U_{3,\Gamma}) = (U_{CT} + U_{3E})$.

Если в ПУ применяется дифференциальный усилитель, то на его выходах можно получить два сигнала $U_{\Pi,Y1}$ и $U_{\Pi,Y2}$ с противоположными фазами. Формирование фронтов выходного напряжения ПУ в схемах на рис. 4.19, б, в происходит при $U_y = U_{3,\Gamma}$, а в схеме на рис. 4.19, г закрывание транзистора VT и открывание VT 2 происходит при $U_y = 0$. При нарастании входного напряжения $U_{BX} = U_{C PAE}$ триггера транзистор VT 1 открывается, а VT 2 – закрывается. Обратное срабатывание триггера происходит при уменьшении U_{BX} до уровня $U_{O\PiT}$.

4.2.6. Расчет схемы управления ИСН

Делитель напряжения, источник опорного напряжения и УПТ рассчитываются по ранее изложенной методике.

Формирователь синхронизирующего напряжения – ФСН.

Исходными данными для выбора схемы ФСН и ее элементов является форма и величина питающего напряжения U_{Π} , постоянная составляющая на выходе формирователя $U_{\Pi O}$, амплитуда $U_{M \ 3,\Gamma}$ напряжения синхронизации, частота f_{Π} напряжения U_{Π} и сопротивление нагрузки фильтра на входе порогового устройства $R_{H,\Phi}$ (или выходное сопротивление фильтра). Ранее отмечалось, что наиболее простой схемой ФСН является схема, представленная на рис. 4.18, а, которая при наличии на ее входе прямоугольных, стабилизированных по амплитуде импульсов, может формировать синхронизирующее напряжение пилообразной формы, рис. 4.20.

Для обеспечения линейности синхронизирующего напряжения необходимо выполнение неравенства [1]:

$$U_{M\Pi} \ge U_{M3\Gamma} \tag{4.94}$$



Рис. 4.19. Схемы пороговых устройств:

а) схема порогового устройства при равенстве сумм напряжений управления, задающего генератора и напряжения стабилизатора и входного напряжения усилителя; б) схема порогового устройства с использованием дифференциального усилителя; в) схема порогового устройства с использованием операционного усилителя при равенстве напряжения управления и задающего генератора г) – схема порогового устройства, обеспечивающая открывание оконечного каскада при нулевом напряжении управления



Рис. 4.20 Диаграмма изменений напряжений в схеме формирователя синхронизирующего напряжения

По величине U_{M} выбирается тип полупроводникового диода мостового выпрямителя (рис.4.18, а.). Чтобы уменьшить шунтирующее влияние нагрузки фильтра $R_{\mu,\phi}$ на напряжение U3.Г, принимается $R2 = 0.1 \cdot R_{\mu,\phi}$, а затем определяются R1 и C с учетом неравенства $U_{mn} > (U_{np} + U_{M.3.2.})$:

$$R1 \approx R2 \left(\frac{U_{mn} - U_{np} - Um_{_{3.2.}}}{} \right);$$
 (4.95)

$$C \approx \frac{1}{4f_n(R1+R2)} \left[\frac{(U_{mn} - U_{np})R2}{R1+R2} + 1 \right],$$
(4.96)

где U_{np} – падение напряжения на диодах выпрямителя. Исходные данные для расчета ФСН:

$$U_{n0} = 4$$
 B; $U_{m3.2} = 1$ B; $R_{\mu.cp} = 1000$ OM; $U_{np} = 1$ B; $f_{\tilde{a}} = 50 \cdot 10^{3} \Gamma \mu$.

1. Определяем величину сопротивления R 2:

$$R2 = 0.1 \cdot R_{\mu, d_{\mu}} = 0.1 \cdot 1000 = 100 O_{M}.$$

2. Находим сумму падений напряжений на элементах ФСН:

 $U_{np} + U_{m3.2} + U_{n0} = 1 + 1 + 4 = 6 B.$

Выбираем Umn = 8B.

3. Выбираем величину резистора R 1:

$$R1 \approx R2 \left(\frac{U_{mn} - U_{np} - U_{m_{3.2.}}}{U_{n0}} - 1 \right) = 100 \frac{8 - 1 - 1}{4} = 150 \, O_{M}.$$

4. Находим емкость конденсатора С:

$$C \approx \frac{1}{4f(R1+R2)} \left[\frac{\left(U_{mn} - U_{np} \right) R2}{R1+R2} + 1 \right] =$$
$$= \frac{1}{4 \cdot 50 \cdot 10^{3} (100+150)} \left[\frac{\left(8-1 \right) \cdot 100}{100+150} + 1 \right] = 0.076 \text{ MK}\phi.$$

4.2.7. Расчет порогового устройства

В качестве ПУ СУ выбираем схему на рис. 4.19, б. Она обеспечивает два выходных сигнала, находящихся в противофазе по отношению друг к другу, и высокую стабильность их амплитуды при влиянии температуры, [1].

Исходные данные для расчета ПУ:

$$U_{n0} = 4 \text{ B}; \ U_{m3,2} = 1 \text{ B}; \ f_2 = 50 \cdot 10 \Gamma \mu \ ; \ I_{ny} = 100 \text{ MA}; \ R_{H,ny} = 100 \text{ OM}; \ U_{yM} = 10 \text{ B};$$

 $R_{gblx,y} = 3 \text{ KOM}; \ U_n = 20 \text{ B}.$

1.Выбираем транзистор VT 1 (VT 4) типа КТ 630 Б с параметрами:

$$U_{\mu_{1}MAKC} = 100 \text{ B} > U_{n} = 20 \text{ B}; I_{\mu_{1}MAKC} = 1 \text{ A}; I_{nv} = 50 \text{ MA};$$

$$t_{pac.1} = 0.1 \,\mathrm{MKC} \le \frac{(0,02...0,1)}{f_n} = \frac{0,02}{50 \cdot 10} = 0.4 \,\mathrm{MKC}; \ h_{213MMH} = 80; U_{\kappa_{3}Hac1} \le 0.2 \,\mathrm{B};$$

 $R_{_{961}} \leq 3$ кОм – максимально допустимое значение базового резистора. Параметры КТ 630 Б полностью удовлетворяют исходным данным. 2. Определяем R 1, базовый $I_{_{61}}$ и коллекторный ток $I_{_{K1}}$:

$$R1 \le \frac{\left(U_n - U_{\kappa \ni hac}\right)}{I_{ny}} - R_{\mu,ny} = \frac{\left(20 - 0.2\right)}{50 \cdot 10^3} - 100 \approx 300 \ O_{\mathcal{M}};$$
$$I_{\kappa 1} = \frac{U_n - U_{\kappa \ni hac}}{R_{\mu,ny} + R1} = \frac{20 - 0.2}{100 + 300} 49.5$$
$$I_{\kappa 1} = 49.5 \ \text{MA} < I_{\kappa 1MAKC} = 1 \ \text{A};$$

3.Выбираем транзистор VT 2 типа КТ 312 Б с параметрами:

$$U_{\kappa^{3}2MAKC} = 35 \text{ B} > (U_{n} - U_{n0}) = 20 - 4 = 16 \text{ B};$$

$$I_{\kappa^{2}MAKC} = 30 \text{ MA} > (3...5) \cdot 161 \cdot 10^{-3} = 5 \cdot 0.62 \cdot 10^{-3} = 3.1 \text{ MA} \ t_{pac.2} = 0.1 \text{ MKC} <$$
$$< \frac{(0.02...0.1)}{f_{n}} \text{ MKC}; \ U_{362} = 0.8 \text{ B}; \ h_{2132MHH} = 25 .$$

4.Принимаем ток коллектора транзистора VT 1 равным (2...5) $I_{\delta 1} = 2 \cdot 0.63 \cdot 10^{-3}$ мА, рабочее напряжение в режиме усиления $U_{\kappa 3}$ =3, В и вычисляем R 1, R 3, R 4 и R 5:

$$R5 = \frac{U_{n0} - U_{90}}{2I_{\kappa 2}} = \frac{4 - 0.8}{2 \cdot 1.24 \cdot 10^{-3}} = 1.24 \ \kappa O_{M};$$
$$R3 = \frac{1.5...3}{I_{e2}} = \frac{2.5}{1.24 \cdot 10^{-3}} = 2 \ \kappa O_{M};$$

$$R4 = \frac{U_n - U_{n0} - 2Um_{3.2} - U_{\kappa_3}}{I_{\kappa_2}} = \frac{20 - 4 - 2 - 3}{1.24 \cdot 10^{-3}} = 7.7 \ \kappa O_{\mathcal{M}};$$

$$R5 \ge \frac{(U_{n0} + 2Um_{3.2.}) \cdot R_{_{6bX.y}}}{U_{_{yM}} - U_{n0} - 2Um_{_{3.2.}}} = \frac{(4+2) \cdot 3 \cdot 10^3}{(10-4-2)} 4.5 \ \kappa OM,$$

принимаем R5 = 4.7 кОм.

Ток базы транзистора VT 2 и сопротивление резистора R 8:

$$I \mathcal{O}_{2} = \frac{I_{\kappa 2}}{h_{2132MHH}} = \frac{1,24 \cdot 10^{-3}}{25} = 0,05 \text{ mA};$$
$$R8 \le \frac{(Un_{0} + 2U_{m_{3,2}}) \cdot h_{2132MHH}}{I_{\kappa 2}} = \frac{(4 + 2 \cdot 1)25}{1,24 \cdot 10^{-3}} \cong 120 \text{ } \kappa O \text{m}.$$

Принимаем R 8=100 кОм.

Глава. 5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В источниках электропитания находят применение однотактные и двухтактные преобразователи с самовозбуждением (автогенераторы) и с независимым возбуждением (усилители мощности). Для преобразователей второго вида дополнительно требуются задающие генераторы. Более высокими энергетическими характеристиками (КПД, выходная мощность и выходное напряжение, малая чувствительность к влиянию температуры и т.д.) обладают двухтактные преобразователи.

Основными требованиями, предъявляемыми к преобразователю, являются: технические, определяющие параметры и качество выходных напряжений с

учетом изменений напряжения питания; эксплуатационные, определяющие условия работы и экономические, определяющие его стоимость и дефицитность элементов и материалов.

5.1. Структуры стабилизированных преобразователей на ИС

Преобразователи постоянного напряжения могут быть стабилизированными и нестабилизированными. Последние встречаются в различных сочетаниях со стабилизаторами, т.е. отличаются различной структурой, которые представлены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Способ стабилизации	Структура стабилизирующего	Условное обозначение
напряжения	преобразователя	структуры
Централизованный	Непрерывный стабилизатор –	НС+ПН
	преобразователь напряжения	
	Импульсный стабилизатор –	ИС+ПН
	преобразователь напряжения	
	Вольтодобавочный стабилиза-	
	тотр – преобразователь напря-	
<1 / 1	жения	ВДС+ПН
	Регулируемый преобразователь	ПН+НС
	Преобразователь напряжения	
	непрерывный стабилизатор	
Децентрализованный	Преобразователь напряжения –	ПН+ИС
	импульсный стабилизатор. Им-	
	пульсный стабилизатор	
	Преобразователь напряжения	
	непрерывный стабилизатор	ИС+ПН+НС
Смешанный	Регулируемый преобразователь	РП+НС
	– непрерывный стабилизатор.	ВДС+ПН+НС
	Вольтодобавочный стабилиза-	
	тор	
	Преобразователь напряжения –	
	непрерывный стабилизатор	

Структуры стабилизирующих преобразователей напряжения.

Каждая из вышеприведенных структурных схем имеет свои особенности и области применения.

Стабилизация режимов работы преобразователя обусловлена тем, что изменение входного питающего напряжения вызывает изменение амплитуды выходного напряжения преобразователя.

В централизованных структурных схемах осуществляется централизованное (общее) регулирование входного напряжения питания. Поэтому все выходные напряжения преобразователя будут отличаться только типом схемы стабилизатора.

Достоинствами структуры HC+ПН являются простота схемы, возможность применения ИС, а ее недостатком – малый КПД стабилизатора.

Структура ИС+ПН применяется, как правило, в маломощных ВИП с выходной мощностью 0,1–2 Вт при малых изменениях U_{Π} при небольшом объеме и массе ВИП. Эта схема более экономична, чем первая (более высокое значение КПД). Ее недостатком является то, что пульсация U_{BbIX} у них значительно большая, чем в первой схеме. Чаще всего эти схемы находят применение в многоканальных ВИП выходной мощностью более сотни Ватт, рекомендуется применять централизованную схему с вольтодобавочным стабилизатором, в котором U_{BbIX} почти вдвое больше, чем в схеме ИС+ПН с последовательным РЭ.

В регулируемом преобразователе совмещаются функции преобразования и стабилизации постоянного напряжения, что позволяет повысить КПД таких устройств, т.к. исключается преобразование энергии в промежуточных каскадах. Недостатком преобразователя является то, что локальная стабилизация выходного напряжения осуществляется только для той цепи, за которой ведется слежение. Выходные напряжения остальных каналов остаются нестабилизированными. Эти схемы находят применение в ВИП с малым числом выходных цепей (1...3).

В децентрализованных схемах на вход преобразователя поступает нестабилизированное напряжение, а на выходе каждого канала включается индивидуальный стабилизатор (ПН + НС или ПН +ИС). При этом более высокие значения K_{CT} можно получить в структуре ПН + НС, но КПД выше во второй схеме.

В схемах смешанной стабилизации, кроме централизованного входного стабилизатора, от которого питается преобразователь, по отдельным выходным цепям включаются индивидуальные стабилизаторы, обычно непрерывного принципа действия. Эти схемы рекомендуется применять в многоканальных ВИП с разными значениями K_{CT} каналов. В этих схемах выходные напряжения с нестабильностью 5...7 % обеспечиваются централизованным входным стабилизатором, а по каналам, где требуется более низкая нестабильность (0,5...1,0 %), включаются индивидуальные непрерывные стабилизаторы.

5.2. Методика расчета нестабилизированного преобразователя постоянного напряжения

Метод расчета преобразователя рассмотрим на примере. Исходные данные:

Напряжение питания $U_{II} = 27$ В; выходное напряжение преобразователя $U_0 = 40$ В; ток нагрузки $I_0 = 1$ А; пульсации выпрямленного напряжения

 $U_m \sim = 0,4$ В; диапазон влияющих температур от – 50 до + 50 °С.

1. Выбор схемы и частоты преобразования

Так как особых требований к преобразователю не предъявляется, то схему преобразователя выбираем простую, с использованием недефицитных, недорогих элементов и материалов.

Наиболее рациональной в этом случае является схема двухтактного автогенератора на силовых транзисторах p-n-p, соединенных по схеме с общим коллектором, рис. 5.1 [1].





Расчет преобразователя

По заданному току нагрузки $I_o = 1 A$ и выпрямленному напряжению $U_o = 40 B$

выбираем для выпрямителя диоды Д 232 В с параметрами: $U_{np} = 1 B$; $U_{obp} = 300 B$; $I_{np,cp} = 2 A$; схема выпрямителя – мостовая.

Так как в мостовом выпрямителе ток нагрузки протекает через два последовательно соединенных диода, то напряжение на вторичной обмотке трансформатора будет равно:

$$U_2 = 40 + 2 \cdot l = 42 B. \tag{5.1}$$

1. Определяем мощность на вторичной обмотке трансформатора:

$$P_2 = U_2 \cdot I_0 = 42 \cdot l = 42 \ Bm. \tag{5.2}$$

Для частоты $f_n = 50 \kappa \Gamma \mu$ рекомендуется тороидальная конструкция трансформатора.

Электрический и конструктивный расчеты тороидального трансформатора данной схемы преобразователя при заданных исходных данных приведены в разделе 2.

2. Находим ток, коммутируемый транзисторами, без учета U_{кэ нас},

$$(U_{K\ni Hac} = 1, 0...2, 0 \ B).$$

$$I_{K Hac} = \frac{U_2 \cdot I_0}{h_T \left(U_{N MUH} - U_{K\ni Hac} \right)} = \frac{42 \cdot 1}{0,96 \cdot (27 - 1)} = 1,7A, \tag{5.3}$$

где $U_2 = U_0$, $\eta_T = 0.96$ (см. расчет тороидального трансформатора).

3. Определяем амплитуду напряжения на коллекторе: для двухтактной схемы преобразования рекомендуется применять транзисторы, у которых

$$U_{K\Im Makc} = (2, 2... 2.4) U_{n Makc} = 2, 4.2, 7 = 64, 8 B.$$
(5.4)

Полученным значениям тока коллектора и напряжения коллектор–эмиттер удовлетворяет транзистор КТ 943 Б, для которого:

$$U_{\kappa \Im \ Makc} = 100 \ B; \ I_{\kappa \ Makc} = 5 \ A; \ U_{\kappa \Im \ Hac} = 1,0 \ B; \ U_{\delta \Im} = 1,5 \ B; \ h_{21\Im} = 10...200;$$
$$I_{\kappa \ Hac} = 0,152 \ A; \ I_{\delta \ Hac} = 0,0152 \ A; \ t_{T} = 10^{-6}c.$$

4. Находим сопротивление в цепи базы транзисторов VT 1 и VT 2.

$$R_{E} = \frac{(U_{E} - U_{\Im E})}{I_{EHAC}} = \frac{(4, 5 - 1, 5)}{0,0152} = 200 \, O_{M}, \tag{5.5}$$

где $U_{9\vec{0}} = U_{9\vec{0} \ Hac} = 1,5 B; U_{\vec{0}} = (3...5) U_{\vec{0}9 \ Hac}$, выбираем $U_{\vec{0}} = U_{\vec{0}9Hac} = 4,5 B.$

5. Находим мощность, выделяемую на резисторе R_{δ} :

$$P_{RE} = I_{EHAC}^2 \cdot R_E = 0.0152^2 \cdot 200 = 450 \cdot 10^{-6} Bm.$$
(5.6)

Выбираем резисторы типа МЛТ мощностью 0,25 Вт.

6. Определяем резисторы смещения *R_{см}*:

$$P_{CM} = \frac{R_E \cdot U_{\Pi}}{U_{R\bar{O}}} = \frac{200 \cdot 27}{I_{EHAC} \cdot R_E} = \frac{200 \cdot 27}{0,015 \cdot 200} = 1,8 \,\kappa Om.$$
(5.7)

7. Определяем мощность, выделяемую резистором R_{CM} :

$$P_{RCM} = I^{2}_{CM} \cdot R_{CM} = \left(\frac{U_{n}}{R_{E} + R_{CM}}\right)^{2} \cdot R_{CM} = \left(\frac{27}{200 + 1,800}\right)^{2} \cdot 2800 = 0,082 Bm.$$
(5.8)

Выбираем резистор мощностью 0,25 Вт.

8. Находим напряжение на одной половине коллекторной обмотки трансформатора с учетом падения напряжения на транзисторе в режиме насыщения:

$$U_{\kappa} = U_n - U_{\kappa_{2} \ \text{Hac}} = 27 - 1 = 26 \ B. \tag{5.9}$$

9. Находим емкость конденсатора фильтра C_{d} :

$$C_{\phi} = \frac{I_0 \cdot U_2 \cdot t_{\phi}}{U_{1\sim} \cdot U_0} = \frac{1.0 \cdot 42 \cdot 10^{-5}}{0.4 \cdot 40} = 26 \,\mathrm{Mk}\,\Phi,\tag{5.10}$$

где $t_{d} = 10^{-5} c$ – длительность фронта импульса преобразователя.

С учетом возможного уменьшения емкости при влиянии температуры окружающей среды от –50 °С до +50 °С (примерно на 20 %) выбираем 2 конденсатора:

К52-2 - 50 В емкостью 20 мкФ и К52-2 - 50 В емкостью 10 мкФ.

Вышеизложенный материал не исчерпывает основ проектирования всех узлов ВИП, но позволяет учащемуся правильно ориентироваться при выборе схемы и метода расчета основных узлов ВИП.

В настоящее время на предприятиях радиотехнической промышленности, фирм, в НИИ и в учебных заведениях разработано много новых и оригинальных схем и конструкций узлов ВИП, в том числе и на ИС. Обладая высокостабильными электрическими и конструктивными характеристиками и параметрами, эти узлы, как правило, предназначены для узко специализированных целей, но при добавлении к ним отдельных узлов и элементов могут быть использованы и в других устройствах.

Схемы многих узлов современных ВИП на ИС, их основные характеристики, параметры и области их применения представлены в разделе 6.

Глава 6. СХЕМЫ СТАБИЛИЗАТОРОВ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ИС

В данной главе приведены линейные стабилизаторы, в которых U_{6blx} изменяется в зависимости от U_{6x} по линейному закону. Структурная схема линейного стабилизатора напряжения (ЛСН) представлена на рис. 6.1.

Линейный стабилизатор напряжения выполняет несколько важных функций: обеспечивает постоянное выходное напряжение при изменении U_n и тока нагрузки, подавляет пульсации выходного напряжения, обеспечивает ограничение выходного тока с целью защиты ВИП от КЗ и перегрузок по выходу.

На рис. 6.1 представлена типовая схема последовательного стабилизатора. В качестве опорного напряжения используется стабилитрон VD, имеющий низкий температурный коэффициент напряжения.

Стабилизатор питается от источника тока через резистор R 1 с целью уменьшения влияния изменений входного напряжения. Операционный усилитель (ОУ) усиливает разность между частью выходного напряжения и величиной опорного напряжения, создаваемого стабилитроном VD.

Выходное напряжение ОУ управляет режимом работы регулирующего транзистора VT, который, в свою очередь, поддерживает выходное напряжение постоянным.

Схема защиты (C3) от K3 следит за изменением напряжения на резисторе R 2. Выходной ток схемы защиты ограничивается, когда падение напряжения на резисторе превышает допустимое значение.

Эволюция микросхем ЛСН происходила в направлении уменьшения падения напряжения на участке вход–выход. Первые ЛСН на ИС были разработаны в СССР и за рубежом в 70–е годы.



Рис. 6.1. Структурная схема линейного стабилизатора напряжения

Эти ЛСН были весьма просты и дешевы, но их собственный ток был порядка 3 мА, что не позволяло

их использовать в мощных ВИП.

Эти ЛСН имели четыре вывода, выходом РЭ служил эмиттер n-p-n транзистора, что обусловливает большое падение напряжения на участке входвыход.

При замене n-p-n транзистора на p-n-р использование в качестве выходного электрода коллектора позволило уменьшить прямое падение напряжения на ЛСН приблизительно до 0,6 В.

Такой ЛСН позволяет получить стабилизированное напряжение, близкое к входному и уменьшить рассеиваемую на стабилизаторе мощность.

Следует учесть, что у первых ЛСН с коллекторным выходом коэффициент передачи тока p–n–p транзистора был на порядок меньше, чем n–p–n, что при прочих равных условиях означает увеличение на порядок собственного тока потребления стабилизатора, а также ощутимую зависимость последнего от тока нагрузки.

Поэтому первые ЛСН с коллекторным выходом были рассчитаны на небольшой ток.

В настоящее время эти ЛСН выпускаются на токи до 7,5 А и освоены первые образцы ЛСН с использованием полевых транзисторов с очень малым сопротивлением канала в открытом состоянии. Эти ЛСН имеют падение напряжения на стабилизаторе порядка 0,2 В при максимальном рабочем токе и очень небольшом токе потребления. Но это очень дорогостоящая и еще мало отработанная технология.

Стабилизаторы положительного напряжения І42 ЕН 5/8/9, 118 ОЕН хх

Особенности:

Выходной ток 2,0. А.

Выходное напряжение .5; 6; 8; 9; 10; 12; 15; 18; 20; 24; 27 В.

Имеется защита от перегрева.

Имеется схема ограничения тока КЗ.

Осуществляется коррекция зоны безопасной работы выходного транзисто-

pa.

Разность напряжения вход-выход 2,5 В.

Максимальная мощность рассеивания (без теплоотвода):

для корпуса 4116.4 2 Вт;

для корпуса КТ-28-2 2 Вт;

для корпуса КТ-27-2 1 Вт.

Электрические параметры микросхем 142 ЕН 5 /8/9, 118ОЕН хх представлены в табл. 6.1.











Рис. 6.2. Цоколевка корпуса микросхем типа 142 ЕН 5/8/9

Таблица 6.1

Электрические параметры микросхем ИС серии 1145 EH 2A; 142 EH 5/8/9; КР 142 EH/8/9; КР 1180 EH6/8/9; С 7806/8/9; I 7806/8/9; A01 EH005/8

Типономинал	U_{Bblx}, B	U_{BX} , B	$I_{H.MAKC}$,	T _{KP.MAC}	Корпус	Изготовитель: стра-
			А	°C		на, фирма
1	2	3	4	5	6	7
1145 EH 2A	$5 \pm 0,1$	15	1,0	_	4116,4–3	Россия, г. Томилино
				60+100		

142 EH 5A	$5 \pm 0,1$	15	2,0	1	4116,4–2	Россия, г.Томилино,
			~ ~	_//_		г.Брянск
142 EH 5B	$5 \pm 0,1$	15	1,5	_//_	_//_	_//_

Продолжение табл.6.1

1	2	3	4	5	6	7
К142 ЕН 5А	$5 \pm 0,1$	15	2,0	-45+100	_//_	Россия, г.Томилино
142 EH 56	$6 \pm 0,12$	15	2,0	X -	_//_	Россия, г.Брянск,
		A	2	-60+130		г.Томилино
142 EH 5Г	6±0,21	15	1,5	_//_	_//_	_//_
К142 ЕН 5Б	$6 \pm 0,12$	15	2,0	-45+100	_//_	Россия, г.Томилино
<u>К142 ЕН 5Г</u>	$6 \pm 0,21$	15	1,5	_//_	_//_	_//_
КР142 ЕН 5Б	$6 \pm 0,12$	15	2,0	-45+70	КТ-28-2	Россия, г.Брянск
						г.Махачкала
	610.01	15	1 6	11		Беларусь, г.Минск
KP142EH5I	$6 \pm 0,21$	15	1,5	_//_	_//_	Россия, г. Брянск,
			~ ~			Г.Махачкала Годориан в Минон
VD1180 EU 6A	6 ± 0.21	15	1 5	40+75		Беларусь, Г.Минск
KF1160 EII 0A	$0 \pm 0,21$	15	1,5	-40+73	_//_	и прусь, плинск
KP1180 EH OD	$0 \pm 0,24$	15	1,5	-40+125	-//-	_//_
C 7806	$6 \pm 0,25$	35	1,5	-45+70	TO-220	Россия, г.Брянск
17806 C	$6 \pm 0,12$	15	1,5	_//_	_//_	Беларусь, г.Минск
A01 EH 005A	$5 \pm 0,1$	15	1,5	_//_	КТ-28-2	Украина, г.Киев
А01 ЕН 005Б	$6 \pm 0,12$	15	1,5	_//_	_//_	_//_
KP1180 EH 8A	$8 \pm 0,16$	35	1,5	-40+75	_//_	Беларусь, г.Минск
КР1180 ЕН 8Б	$8 \pm 0,32$	35	1,5	-40+125	_//_	_//_
C 7808	8±0,3	35	1,5	-45+70	TO-220	Россия, гБрянск
7808 C	8±0,3	35	1,5	_ " _	_ " _	Беларусь, г.Минск
1145 ЕН 2Б	9±0,27	35	1,0	-60+130	4116.4–3	Россия, г.Томилино
142 EH 8A	9±0,27	35	1,5	_ " _	4116.4–2	Россия, г.Томилино
						г.Брянск
K142 EH 8A	$9\pm 0,27$	35	1,5	-45 + 100	_"_	Россия, г.Томилино
К142 ЕН 8Г	9±0,36	30	1,0	_ " _	_ " _	Россия, г.Томилино
KP142 EH 8A	9±0,27	35	1,5	-45+70	KT-28-2	Россия, г.Томилино,
						г.Брянск,
						Беларусь, г.Минск
КР142 ЕН 8Г	9±0,36	30	1,0	_ " _	_ " _	_ " _
KP1180 EH 9A	9±0,18	35	1,5	_ " _	_ " _	Беларусь, г.Минск
КР1180 ЕН 9Б	9±0,36	35	1,5	-40+125	_ " _	-"-
C 7809	9±0,36	35	1,5	-45+70	TO-220	Россия, г.Брянск
7809	9±0,27	35	1,5	_ " _	_ " _	Беларусь, г.Минск
K142 EH 5A	$5 \pm 0, 1$	15	2,0	-45+100	_//_	Россия, г.Томилино

						<1/1
142 EH 56	6±0,12	15	2,0	_60±130	_//_	Россия г.Брянск,
142 FH 5	6+0.21	15	15	_//_	_//_	_//_
A01 EH 008A	9 ± 0.27	35	1,5	_ " _	KT_28_2	Украина г Киев
	,21	55	1,5			у кринна, табя 6 1
1	2	2	1	5	f	
1 11/15 FH 2B	$\frac{2}{12\pm0.36}$	35	4	-60 ± 130	41167-3	/ Россия г Томилино
	12 = 0,30 12 ± 0.26	25	1,0	"	4116.4.2	" и оссия, т. томиллино
142 ЕП ОД V142 ЕЦ ОГ	12 ± 0.30 12 ± 0.36	33 35	1,5	45+120	4110.4-2	
К142 ЕП 8Б V142 ЕЦ 9П	12 ± 0.50 12 ± 0.48	33 20	1,5	-43+130		
К142 ЕП ОД К142 ЕН 85	$12 \pm 0,48$ 12 ± 0.36	30	1,0		 KT 28 2	
КГ 142 ЕН 8П	12 ± 0.30 12 ± 0.48	30	1,5	-43+70	<u>K1-20-2</u>	госсия, 1.10милино
КГ 142 ЦП ОД КР 142 ЕН 8Ж	$12 \pm 0,40$ 12.8	30	1,0			Россия
КП 142 ЕН 8М	12,0	30	1,5			1 ОССИЯ
KP1180 FH 12A	12.0 12 ± 0.24	35	1,0		"	Беларусь г Минск
KP1180 EH 12A	12 = 0,24 12+0.48	35	1,5	-40+125	<u> </u>	Беларусь, г. Минск
A01 FH 0085	$12\pm0,40$ 12+0.36	35	1,5			Украина г Киев
C 7812	$12\pm0,30$	35	1,5	_45+70	TO-220	Россия г Брянск
7812	$12\pm0,3$ 12+0.36	35	1,5	_//_	_//_	Беларусь г Минск
1145 FH 2Γ	$12\pm0,30$ 15+0.4	35	1,0	-60+130	41164-3	Россия г Томилино
1145 111 21	15±0,4	55	1,0	001150	4110,4 5	Россия г Брянск
142 EH 8B	15±0,4	35	1,5	-60+130	4116,4–2	г.Томилино
K142 EH 8B	15±0.45	35	1.5	-45+100	_//_	Россия, г. Томилино
K142 EH 8E	15±0,6	30	1,0	_//_	_//_	_//_
	, í					Россия, г.Брянск,
KP142 EH 8B	15±0,5	35	1,5	-45+70	КТ-28-2	г. Томилино
						Беларусь, г.Минск
KP142 EH 8E	15±0,6	30	1,0	_//_	_//_	_//_
KP1180 EH 15A	15±0,3	35	1,5	-40+75	_//_	Беларусь, г.Минск
КР1180 ЕН 15Б	15±0,8	35	1,5	-40+125	_//_	_//_
A01 EH 008B	15±0,5	35	1,5	-45+70	_//_	Украина, г.Киев
C 7815	15±0,6	35	1,5	_//_	TO-220	Россия, г.Брянск
7815	15±0,6	35	1,5	_//_	_//_	Беларусь, г.Минск
KP1180 EH 18A	18±0,6	35	1,5	-40+75	КТ-28-2	_//_
КР1180 ЕН 18Б	18±0,72	35	1,5	-40+125	_//_	_//_
C 7818	18±0,7	35	1,5	-45+70	TO-220	Россия, г.Брянск
7818	18±0,4	35	1,5	_//_	_//_	Беларусь, г.Минск
142 EH 9A	20±0,4	40	1,5	-60+130	4116,4–2	Россия, г.Брянск, г. Томилино
K142 EH 9A	20±0,4	40	1,5	$-4\overline{5+100}$	_//_	Россия, г. Томилино
К142 ЕН 9Г	20±0,6	35	1,0	_//_	_//_	_//_
KP142 EH 9A	20±0,4	40	1,5	-45+70	KT-28-2	_//_
КР142 ЕН 9Г	20±0,6	35	1,0	_//_	_//_	_//_
КР142 ЕН 9Ж	20±0,8	40	1,5	-40+70	КТ-28-2	Россия, г.Брянск
142 ЕН 9Б	24±0,48	40	1,5	-60+130	4116.4–2	Россия, г.Брянск

24±0,48	40	1,5	-40+100	_//_	Россия г. Томилино
24±0,72	35	1,0	_//_	_//_	_//_
24±0,48	40	1,5	-45+70	КТ-28-2	_//_
24±0,72	35	1,0	_//_	_//_	_//_
				O	кончание табл.6.1
2	3	4	5	6	7
24±0,96	40	1,5	_//_	_//_	Россия, г.Брянск
24±0,48	40	1,5	-40+75	_//_	Беларусь, г.Минск
24±0,96	40	1,5	40+125	_//_	_//_
24±1,0	40	1,5	-45+70	TO-220	Россия, г.Брянск
24±0,72	40	1,5	_//_	_//_	Беларусь, г.Минск
27±0,54	40	1,5	-60+130	4116.4–2	Россия, г.Брянск, г.Томилино
27±0,54	40	1,5	45+100	_//_	_//_
27+0,81	35	1,0	_//_	-11-	Россия, г.Томилино
27±0,54	40	1,5	-45+70	КТ-28-2	_//_
27±0,81	35	1,0	_//_	_//_	_//_
27±0,81	40	1,5	_//_	-//-	Россия, г.Брянск
	$\begin{array}{c} 24\pm0,48\\ 24\pm0,72\\ 24\pm0,72\\ 24\pm0,48\\ 24\pm0,72\\ \end{array}\\ \\ \hline \\ 24\pm0,96\\ 24\pm0,96\\ 24\pm0,96\\ 24\pm1,0\\ 24\pm0,72\\ 27\pm0,54\\ 27\pm0,54\\ 27\pm0,54\\ 27\pm0,81\\ 27\pm0,81\\ 27\pm0,81\\ \end{array}$	$\begin{array}{c cccccc} 24\pm 0,48 & 40 \\ 24\pm 0,72 & 35 \\ 24\pm 0,48 & 40 \\ 24\pm 0,72 & 35 \\ \hline \\ 24\pm 0,72 & 35 \\ \hline \\ 24\pm 0,72 & 35 \\ \hline \\ 24\pm 0,96 & 40 \\ 24\pm 0,96 & 40 \\ 24\pm 0,96 & 40 \\ 24\pm 0,72 & 40 \\ 24\pm 0,72 & 40 \\ 27\pm 0,54 & 40 \\ 27\pm 0,81 & 35 \\ 27\pm 0,81 & 40 \\ \hline \end{array}$	$\begin{array}{c ccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	$\begin{array}{c ccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	$\begin{array}{c ccccccccccccccccccccccccccccccccccc$

Некоторые весьма важные характеристики ИС серий 142 ЕН 5/8/9 представлены на рис. 6.3–6.5.

Изменение рассеиваемой мощности в зависимости от температуры окружающей среды для T_c данной серии, корпусов ТО–3 и ТО–220 без теплоотвода в диапазоне изменения температуры от +25 до +100 °C не превышает 15...20 %. Коэффициент подавления пульсаций на частоте 100 Гц составляет примерно 80 дБ, а на частоте 50 ГЦ – 78 дБ. Зависимость тока потребления от входного напряжения и от температуры кристалла представлены на рис. 6.6 и 6.7.



Рис. 6.3. Зависимость U_{вых} от температуры кристалла



Рис. 6.4. Зависимость максимального выходного тока от разности напряжений вход- выход и температуры кристалла



Рис. 6.5. Зависимость выходного напряжения от входного



Рис. 6.6. Зависимость I_0 от U_{ex}



Типовые схемы применения интегральных стабилизаторов серий 142 ЕНБ /8/9 и 1180 ЕН хх представлены на рис. 6.8–6.19.

Стабилизаторы положительного напряжения 1157ЕНхх

Особенности:

Выходное напряжение – 5; 6; 8; 9; 12; 15; 18; 24; 27 В.

Выходной ток – 0,25 А.

Имеется защита от перегрузки по току и КЗ.

Предусмотрена коррекция зоны безопасной работы выходного транзисто-

pa.

Разность напряжений вход-выход 2,5 В.

Максимальная мощность рассеивания (без радиатора):

для корпуса КТ-26 – 0,5 Вт;

для корпуса КТ-27-2 - 1 Вт.

Цоколевка корпусов:

KT-26 (TO-92); KT-27-2 (10-126)

Таблица 6.2

Электрические параметры микросхем серий КР 1157 EH3/501/502; 78 05, КР1157 EH601/602; №1167602/801/802; 078 08; КР1157 EH9/901/902; 7809; КР1157 EH12/15/18/24

Типономинал	U_{BbIX} ,	U_{BX} ,	I _{H MAKC}	$T_{KP.MAKC}$	Корпус	Изготовитель:
	В	В	A	°C		страна, фирма
1	2	3	4	5	6	7
KP1157 EH 5A	5+0,1	35	0,1	-10+70	TO-126	Россия, г.Брянск
КР1157 ЕН 5Б	5+0,2	35	0,1	_//_	_//_	_//_
KP1157 EH 5B	5+0,1	30	0,25	_//_	_//_	_//_
КР1157 ЕН 5Г	5+0,2	30	0,25	_//_	_//_	_//_
KP1157 EH50 1A	5+0,1	25	0,1	_//	КТ-26(вар.В)	Россия,
						г.Александров

Продолжение табл. 6.2

					-	
1	2	3	4	5	6	7
КР1157 ЕН 501Б	5+0,2		0,1	_//_	_//_	_//_
KP1157 EH 502A	5+0,1		0,1	_//_	КТ-26(вар.А)	_//_
КР1157 ЕН 502Б	5+0,2	25	0,1	_//_	_//_	_//_
1 78 05C	5+0,4	30	0,1	0+125	ТО-92(вар.А)	Беларусь, г.Минск
M78 05	5+0,2	~	0	_	_//_	Россия, г.Новгород
KP1157 EH601A	6+0,12	25	0.1	-10+70	КТ-26 (вар.В)	Россия, г.Александров
КР115 7ЕН 601Б	6+0,24	25	0.1	_ " _	_ " _	_"_
KP1157 EH 692A	6+0,12	25	0.1	_ " _	KT-26(A)	
КР1157 ЕН 602Б	6+0,24	25	0.1	_ " _	_"_	_ " _
KP1157 EH 801A	8+0,16	25	0.1	_ " _	KT-26(B)	_ " _
KP1157 EH 802A	8+0,16	25	0.1	_ " _	KT-26(A)	_ " _
КР1157 ЕН 801Б	8+0,32	25	0.1	_ " _	KT-26(B)	_ " _
КР1157 ЕН 802Б	8+0,32	25	0.1	_ " _	KT–26A)	_ " _
C78 08C	8+0,64	30	0.1	- " -	TO-92(A)	Россия, г.Брянск
178 08	8+0,64	30	0.1	0+125	TO-92(A)	Беларусь, г. Минск
KP1157 EH 9A	9+0,18	35	0.1	-10+70	TO -126	Россия, г.Брянск
КР1157 ЕН 9Б	9+0,36	35	0.1	_ " _	_	_ " _
KP1157 EH 9B	9+0,18	35	0.25	_ " _	_ " _	_ " _
КР1157 ЕН 9Г	9+0,36	35	0.25	_ " _	_ " _	_ " _
KP1157 EH 901A	9+0,I	30	0.1	_ " _	KT-26(B)	Россия, г.Александров
КР1157 ЕН 901Б	9+0,36	30	0.1	_ " _	_ " _	_ " _
KP1157 EH 902A	9+0,18	30	0.1	_ " _	KT-26(A)	_ " _
КР1157 ЕН 902Б	9+0,36	30	0.1	_ " _	_ " _	_ " _
178 09	9+0,4	30	0.1	0+125	TO-92(A)	Беларусь, г.Минск
KP1157 EH 12A	12+0,24	35	0.1	-10+70	TO-126	Россия, г.Брянск
КР1157 ЕН 12Б	12+0,48	35	0.1	_ " _	_ " _	_ " _
KP1157 EH 12B	12+0,24	35	0.25	_ " _	_ " _	_ " _
КР1157 ЕН 12Г	12+0,48	35	0.25	_ " _	_ " _	_ " _
178 12	12+0,9	35	0.1	0+125	TO-92(A)	Беларусь, г.Минск
KP1157 EH 15A	15+0,3	35	0.1	-10+70	TO-126	Россия, г Брянск
КР1157 ЕН 15Б	15+0,6	35	0.1	_ " _	_ " _	_ " _
KP1157 EH 15B	1	25	0.05	"		
	15+0,3	35	0.25			

						Окончание Гаол. 0.2
1	2	3	4	5	6	7
178 15	15+1,2	35	0,1	0+125	_ " _	Беларусь, г.Минск
KP1157EH18A	18+0,36	40	0,1	-10+70	TO-126	Россия, г.Брянск
KP1157EH18B	18+0,36	40	0,25	_ " _	_ " _	_ " _
КР1157ЕН24Б	24+0,96	40	0,1	-10+70	TO-126	Россия, г Брянск
KP1157EH24B	24+0,48	40	0,26	_ " _	_ " _	
C78 24	24+1,9	40	0,1	_ " _	TO-92(A)	
178 24	24+1,9	40	0,1	0+123	_ " _	Беларусь, г.Минск

Типовые схемы применения интегральных стабилизаторов серии 1157 EH xx аналогичны схемам, приведенным для ИС серии 142 EH 5/8/9, рис. 6.8–6.19.

Стабилизаторы положительного напряжения серии 142 ЕН 24/25/26.

Особенности:

Выходное напряжение 2,5; 2,9; 3,3 В.

Выходной ток:

группа А ЗА;

группа Б 1,5 А.

Нестабильность по напряжению 0,15 %

Нестабильность по току 0,1 %.

Напряжение вход-выход 1,1 В.

Выпускается в пластмассовом корпусе типа ТО-220 (рис. 6.2). ИС имеют встроенные схемы защиты по току и тепловой защиты.

Таблица 6.3.

Οικοιτικο ποδη

Типономинал	U_n, \mathbf{B}	$I_{\scriptscriptstyle H}, A$	Страна, фирма-изготовитель
KP142 EH 24A	3,3	3,0	Россия, г.Москва, г.Зеленоград
КР142 ЕН 24Б	3,3	1,5	_``_
KP142 EH 25A	2,9	3,0	
КР142 ЕН 25Б	2,9	1,5	
KP142 EH 26A	2,5	3,0	_"_
КР142 ЕН 26Б	2,5	1,5	_``_

Электрические параметры микросхем серий КР142 ЕН 24/25/26






Рис. 6.9. Стабилизатор с фиксированным U_{вых}



Рис. 6.11. Стабилизатор с повышенным U_{вых}







Рис. 6.13. Схема защиты от КЗ при R_{OC} при VT больших $I_{вых}$.



Рис. 6.15. Двухполярный стабилизатор



Рис. 6.17. Несогласованный стабилизатор на $U_{Bblx} = \pm 15$ В



Рис. 6.18. Стабилизатор с регулируемым $U_{gblx} = 7...30$ В



Рис. 6.19. Стабилизатор с отрицательным U_{вых}

Схемы включений не имеют отличий от схем включения ИС серий 142 EH 22, которые будут рассмотрены ниже.

Зависимость нестабильности по току от температуры приведена на рис. 6.20, максимальной мощности рассеивания от температуры на рис. 6.21.

Регулируемый стабилизатор напряжения (К)142 ЕН 1/2.

Особенности:

Диапазон регулируемых выходных напряжений:

142 EH 1 +3...+12 B;

142 EH 2 +12...+30 B.

Диапазон входных напряжений:

142 EH 1 + 9...+29 B;









Рис. 6.21. Зависимость максимальной мощности рассеивания от температуры

Регулируемый стабилизатор напряжения КР142 ЕН 1/2. Особенности: Диапазон регулирования выходного напряжения: KP142 EH 1 +3...+12 B: KP142 EH 2 +12... + 30 B. Диапазон входных напряжений: KP142 EH 1 +9... +29 B; KP142 EH 2 + 40 B. Выходной ток 150 мА. Диапазон рабочих температур –10... +70 °С. Выпускается в пластмассовом корпусе типа 2102. 14-1. Используется в аппаратуре широкого применения. Изготовитель: Россия, г. Томилино КР142 ЕН 1А бКО. 348634-01 ТУ: КР142 ЕН 1Б – " –; KP142 EH 1B - " -: КР142 ЕН 1Г – " –; KP142 EH 2A - " -: КР142 ЕН 2Б – " –; KP142 EH 2B - " -: КР142 ЕН 2Г – " –.

Регулируемый стабилизатор положительного напряжения 142 ЕН 12. Особенности: Выходное напряжение 1,2... 37 В. Входное напряжение 5... 45 В. Ток нагрузки: 142 EH 12A 1,5 A; 142 ЕН 12Б 1,0 А. Диапазон рабочих температур: 142 EH 12 -60... +125 °C '; K142 EH 12 -60... +125 °C; KP142 EH 12 –10... +70 °C. Типономиналы: 142ЕН12 бКО. 347098-11 ТУ; К142 ЕН 12 бКО. 347098-11 ТУ; КР142 ЕН 12А бКО. 348834-07 ТУ; КР142 ЕН 12Б бКО. 348834-07 ТУ. С-130 Изготовитель: Россия, г.Брянск, г. Воронеж.



Рис. 6.22. Схема включения

Мощный регулируемый стабилизатор положительного напряжения 1151 ЕН 1 (Рис. 6.37).

Особенности:

Диапазон регулирования выходного напряжения 1,24...17,5 В.

Диапазон изменения выходного тока 0,01...10 А.

Нестабильность по напряжению 0,04 %/В.

Нестабильность по току 0,12 %/А.

Максимальная мощность рассеивания 70 Вт.

Имеется встроенная защита по току и перегрева.

Регулируемый стабилизатор напряжения /КР/142 ЕН 1/2.

Особенности:

Диапазон регулируемых входных напряжений:

KP142 EH 1 +3...+12 B;

KP142 EH 2 +12...+30 B.

Диапазон входных напряжений:

KP142 EH 1 +9...+29 B;

Kp142 EH 2 +40 B.

Входной ток 150 мА.

Диапазон рабочих температур –10...+70 °С.

Выпускается в пластмассовом корпусе типа 2102.14-1.

Изготовитель: Россия, г. Томилино.

Типономиналы:

КР142 ЕН 1А бко. 348634-01 ТУ;

КР142 ЕН 1Б – " –;

КР142 ЕН 1В – " –;

KP142 EH 1Γ – " –; KP142 EH 2A – " –; KP142 EH 2Б – " –; KP142 EH 2B – " –; KP142 EH 2Γ – " –.



Рис. 6.23. Цоколевка корпусов.

Обозначение: CS – ограничение по току; CL – управление по току; IN – инвертирующий вход ДУ; Vpff – опорное напряжение; п.с. – не подключен; V+– – напряжение питания; OFF – вход блокировки; FC – частотная коррекция; Vc – вход вольт1 и вольт2 – выходы 1 и 2



Рис. 6.24. Схема включения

∏.C .[1	18 Vc
FC 🖂	□п.с.
п.с.	⊒Voлт2
V+⊏	⊡∨олт1
п.с.	🗀 -In
+ln 🗔	
п.с.	⊐cs
V-18	ा OFF

Рис. 6.25. Цоколевка корпусов

Обозначение: п.с. – не подключен; FC – частотная коррекция; V+ – напряжение питания «плюс»; +I – неинвертирующий вход; V– – напряжение питания «минус»; Vc – вход; V_{ОЛТ1} и V_{ОЛТ2} – выходы 1 и 2; –I – – инвертирующий вход; C – управление по току; OFF – вход блокировки

Таблица 6.4

Типономиналы	Выходной ток,	Диапазон рабочих	ТУ
	Α	°C	
1151EH1A (C–16A)	10	-60+125	БК0.347.64361Т
1151ЕН1Б (С–16Б)	5	- 60+125	_ " _
KP1151EH1A (C-60A)	10	-45+85	-"-
КР1151ЕН1Б (С–60Б)	5	-45+85	_ " _

Изготовитель: Россия, г. Брянск Цоколевка корпусов: Металлостеклянный корпус типа: КТ – 9 Пластмассовый корпус типа: КТ–43 (ТО–3) (1151 ЕН1 А/Б)



к корпусу);

4 – не подсоединен

1 – выход;

2 – вход (подсоединен

к корпусу);

3 – управляющий вход



Рис. 6.26. Зависимость $I_{Gblx} = F (U_{gx} - U_{gblx})$



Рис. 6.27. Зависимость I_{ynp} от T_C











Рис. 6.30. Зависимость $U_{\theta x} - U_{\theta b l x}$ от T_c



Рис. 6.31. Зависимость U_{6x} – U_{6blx} от T_c



Рис. 6.32. Зависимость опорного напряжения от температуры



Рис. 6.33. Зависимость U_{6x} – U_{6blx} (мин), от I_{6blx} и температуры кристалла T_{K}



Рис. 6.34. Зависимость U_{6x} – U_{6blx} (мин), от температуры кристалла T_{κ}



Рис. 6.35. Зависимость I_{6blx} $U_{6x}-U_{6blx}$ при $T_{\kappa} = 25$ °C



Рис. 6.36. Зависимость *Р_{расс.макс}* от температуры корпуса



Рис. 6.37. Типовая схема регулируемого стабилизатора на напряжения 1,25...14 В

ЛИТЕРАТУРА

1. Костаков В.Г. и др. Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование. Учебник для вузов. – М.: Горячая линия. 2001.

2. Источники электропитания РЭА. Справочник/ Под ред. Г.С. Найвельта – М.: Радио и связь, 1985.

3. Додик С.Д., Гальперин Е.И. Источники электропитания на полу – проводниковых приборах. Проектирование и расчет. – М.: Сов. радио, 1969.

4. Букреев и др. Источники вторичного электропитания. – М.: Радио и связь, 1983.

5. Каретникова Е.И. и др. Трансформаторы питания и дроссели фильтров для радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Сов. радио, 1973.

6. Резисторы. Справочник/ Ю.Н. Андреев и др. – М.: Энергоиздат, 1981.

7. Зайцев А.А. и др. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности. Справочник. – М.: Куб К–а, 1995.

8. Скрипников Ю.Ф. Радиаторы для полупроводниковых приборов. – М.: Энергия, 1973.

9. Незнайко А.П. Новые типы конденсаторов. – Д.: Энергия, 1970.

Интегральные микросхемы: Микросхемы для линейных источников питания и их применение. – №.: ДОДЭКА, 1996.

10.Радио. 1991, № 5.

11.П. Бальян Р.Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. – М.: Сов. радио, 1971.

12. Михайлова Н.М., Филипов В.В., Муслаков В.П. Магнитомягкие ферриты для радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Радио и связь, 1983.

приложения

Приложение 1

Таблица П. 1.1

Нормализованные броневые ленточные магнитопроводы типа ШЛ (для частот в 400 Гц).



Типоразмер	а	h	c	b	Справочные величины			
магнитопровода		Μ	M		Средняя	Масса магнито-	S_0S_c , см ⁴	
					длина маг-	провода G _{ст} , г		
					нитной си-			
					нии l _c , см			
1	2	3	4	5	6	7	8	
ШЛ 4х4				4		4,0	0,15	
ШЛ 4х5	4	10	4	5	3,4	5,0	0,18	
ШЛ 4х6,5				6,5	*	6,5	0,22	
ШЛ 4х8				8		8,0	0,25	
ШЛ 5x5	5	12	5	5	4,2	7,5	0,21	
ШЛ 5х6,5				6,5		10	0,23	
ШЛ 5х8				8		12	0,26	
ШЛ 5х10				10		15	0,29	
ШЛ 6х6,5	6	15	6	6,5	5,1	14	0,35	
ШЛ 6х6				8		17	0,43	
ШЛ 6х10				10		21	0,54	
ШЛ 6х12,5				12,5		26	0,675	
ШЛ 8x8	8	20	8	8	6,8	31	1,02	
ШЛ 8x10				10		38	1,28	
ШЛ 8x12,5				12,5		48	1,6	
ШЛ 8х16				16		62	2,05	
ШЛ10х10				10		57	2,5	
ШЛ10х12,5				12,5		71	3,12	
ШЛ10х16	10	25	10	10	8,5	91	4,0	
ШЛ10х20				20		113	5,0	
ШЛ12х12,5	12	30	12	12,5	10,2	100		

						Окончание табл	. П. 1.1
1	2	3	4	5	6	7	8
ШЛ12х16				16		130	
ШЛ12х20				20		165	
ШЛ12х25				25		205	
ШЛ16–16	16	40	16	16	13,6	235	
ШЛ16-20				20		295	
ШЛ16-25				25		370	
ШЛ16-32				32		470	
ШЛ20-20	20	50	20	20	17,1	460	
ШЛ20-25				25		575	
ШЛ20-32				32		735	
ШЛ20-40				40		920	
ШЛ25-25	25	62,5	25	25	21,3	900	
ШЛ25-32	25			32		1250	
ШЛ25-40				40		1440	
ШЛ25-50				50		1800	

Таблица П. 1.2

Нормализованные броневые ленточные магнитопроводы типа ШЛО (для частот сети 1000 Гц)



Типоразмер	а	h	С	b	Справочные величины				
магнитопровода		M	М		Средняя длина магнит- ной силовой линии l _c , см	Масса магнито- провода G _{ст} , г	S_0S_c , cm^4		
1	2	3	4	5	6	7	8		
ШЛО 4х4						4,8	0,15		
ШЛО 4x5	4	13	5	6,5	4,4	6	0,2		
ШЛО 4x6,5				8		7,8	0,23		
ШЛО 4х8				10		9,6	0,26		

Окончание табл. П. 1.2										
1	2	3	4	5	6	7	8			
ШЛО 5x5				5		9,1	0,29			
ШЛО 5х6,5	2	16	6,2	6,5	5,5	11,8	0,35			
ШЛО 5x8				8		14,2	0,43			
ШЛО 5х10				10		18,7	0,54			
ШЛО 6x6				6		18,1	0,35			
ШЛО 6x8	6	23	7,5	8,5	7,3	22,8	0,43			
ШЛО 6x10				10		28,6	0,54			
ШЛО 6х12,5				12,5		35,7	0,6			
ШЛО 8х8				8		37,6	1,02			
ШЛО 8x10	8	27	10	10,5	9,6	47	1,28			
ШЛО 8x12,5				12,5		73,5	1,6			
ШЛО 8x16				16		94,2	2,05			
ШЛО 10х10				10		71,4	2,5			
ШЛО 10х12,5	10	32	12,5	12,5	11	90	3,12			
ШЛО 10х16				16		114	4,0			
ШЛО 10х20				20		143	5,0			

Таблица П.1.3

Нормализованные броневые ленточные магнитопроводы типа ШЛМ (для частот сети 50 Гц мощностью 100 ВА и дросселей фильтров)



į	; ≯	-		
		1		
		l		

Типоразмер	а	h	С	b	Справочные величины			
магнитопровода	P	М	M		Средняя Масса магнито- длина магнит- провода G _{ст} , г ной силовой линии l _c , см		S _o S _c , cM ⁴	
1	2	3	4	5	6	7	8	
ШЛМ 8х8	8	14	5	8	5	22	1,02	
ШЛМ 8х10			0	10		28	1,32	
ШЛМ 8х12,5				12,5		35	3,24	

Окончание	табл.	П.	1.3
-----------	-------	----	-----

1	2	3	4	5	6	7	8
ШЛМ 8х16				16		45	2,08
ШЛМ 10х10	10	18	6	10	6,4	4,5	2,8
ШЛМ 10х12,5				12,5		5,5	3,24
ШЛМ 10х16				16		7	4,12
ШЛМ 10х20				20		8,7	5,5
ШЛМ 12х12,5	12	23	8	12,5	8,1	8,5	6,5
ШЛМ 12х16				16		10,8	7,2
ШЛМ 12х20		\mathcal{O}^{\prime}		20		13,5	8,9
ШЛМ 12х25				25		17	11
ШЛМ 16х16	16	26	9,1	16	9,7	17	16,9
ШЛМ 16х20				20			21,7
ШЛМ 16х25				25			26,2
ШЛМ 16х32				32			33,2
ШЛМ 20х20	20	36	12	20	12,7	36	41,2
ШЛМ 20х25		\mathcal{O}^{\prime}		25		46	52
ШЛМ 20х32				32		57	65
ШЛМ 20х40				40		71	82
ШЛМ 25х25	25	45	15	25	15,9	67	99,3
ШЛМ 25х32	/			32		85	127,4
ШЛМ 25х40				40		100	158
ШЛМ 25х50				50		140	198

Таблица ПЛ. 1.4

Нормализованные стержневые магнитопроводы типа ПЛМ (для питающей сети частотой 50 Гц мощностью 100 ВА)



Типоразмер	а	h	с	b	Справочные величины			
магнитопровода		М	М		Средняя Масса магнито- длина магнит- провода G _{ст} , г ной силовой линии l ₂ , см		S _o S _c , см ⁴	
1	2	3	4	5	6	7	8	
ПЛМ 22х32х28	22	28	19	32	16,0	810	120,0	
ПЛМ 22х32х36		36			18,0	900	152,0	
ПЛМ 22х32х46		46			20,0	1000	192,0	
ПЛМ 22х32х58		58			22,0	1120	240,0	
ПЛМ 27х40х36	2	36	24	40	20,0	1570	270,0	
ПЛМ 27x40x4б		46			22,8	1720	375,0	
ПЛМ 27х40х58		58			25,0	1910	468,0	
ПЛМ 27х40х73		73			28,0	2180	585,0	
ПЛМ 34x50x46	34	46	30	50	26,0	3140	783,0	
ПЛМ 34х50х58		58			28,0	3440	984,0	
ПЛМ 34х50х73		73			30,5	3820	1230,0	
ПЛМ 34х50х90		90			33,0	4300	1569,0	

Таблица П.1.5

Основные данные магнитопроводов типа из ОЛ железоникелевых сплавов

Типоразмер	Средняя	Сечение	Площадь	Произве-	Macca	Коэффици-
магнитопровода	Длина	стали	окна, S _c ,	дение S _o	магнито-	ент
ОЛ	магнитной	$S_{c} K_{c}$, см ²	см ²	S_c , см ⁴	провода	заполнения,
d/D-b	силовой				G _г , г	K_0
	линии, l _c ,см					
1	2	3	4	5	6	7
ОЛ 6/8-2,5	2,2	0,015	0,282	0,07	0,28	0,06
ОЛ 8/10-2,5	2,83	0,015	0,5	0,0125	0,36	0,07
ОЛ 10/12-2,5	3,46	0,015	0,785	0,0196	0,44	0,07
ОЛ 12/14-3		0,024		0,034	0,67	0,07
ОЛ 12/14-4	4,08	0,03	0,13	0,045	1,05	0,08
ОЛ 14/17-3		0,036		0,069	1,4	0,10
ОЛ 14/17-4	4,87	0,045	1,54	0,092	1,84	0,11
ОЛ 16/20-3		0,048		0,0121	2,1	0,115
ОЛ 16/20-4	5,65	0,06	2,0	0,16	2,83	0,13
ОЛ 16/20-5		0,075		0,20	3,5	0,14
ОЛ 18/23-4	6,45	0,08		0,25	4,1	0,15
ОЛ 18/23-5	6,45	0,1	2,55	0,32	5,51	0,156

Окончание табл. П 1.5										
1	2	3	4	5	6	7				
ОЛ 20/25-5	7,06	0,1		0,39	5,5	0,155				
ОЛ 20/25-6,5	7,06	0,13	3,14	0,51	7,25	0,16				
ОЛ 20/30-5	8,17	0,16		0,765	10,3	0,157				
ОЛ 20/30-6,5	8,17	0,208	3,32	0,9	13,5	0,175				
ОЛ 25/35-5	2,42	0,2		1,23	15,0	0,182				
ОЛ 25/35-6,5	9,42	0,26	4,9	1,23	15,2	0,185				
ОЛ 25/40-5	10,2	0,3		1,84	24,0	0,19				
ОЛ 25/40-6,5	10,2	0,39	4,9	2,40	31,5	0,195				
ОЛ 28/40-8	10,7	0,384		2,95	32,5	0,20				
ОЛ 28/40-10	10,7	0,48	6,1	3,70	40,5	0,205				
ОЛ 32/45-8	12,1	0,416		4,15	40,0	0,20				
ОЛ 32/50-8	12,9	0,575	8,0	5,70	59,0	0,20				
ОЛ 32/50-10	12,9	0,72	8,0	7,10	79,0	0,22				
ОЛ 36/56 -8	14,4	0,64	10,2	8,20	73,0	0,23				
ОЛ 56/56-10	14,4	0,64	10,2	8,20	73,0	0,23				
ОЛ 40/56-12,5	15,1	0,797	12,5	12,50	96,0	0,25				
ОЛ 40/56-16	15,1	1,02	12,5	16,00	123	0,25				
ОЛ 40/64-12,5	16,3	1,13	12,5	18,00	155	0,27				
ОЛ 40/64–16	16,3	1,44	12,5	24,20	200	0,27				
ОЛ 45/70-16	18,05	1,5	15,9	32,00	230	0,3				
ОЛ 50/70-20	18,85	1,5	19,6	39,30	240	0,3				
ОЛ 50/70-25	18,85	1,88	19,6	49,00	300	0,3				

Примечание. Параметры S_oS_c рассчитаны для ленты толщиной 0,05 мм с плотностью 8,5 H/cm^3 .

Для лент другой толщины и другой плотности S_oS_c необходимо разделить на 0,8.

Таблица П.1.6

		-		1 11	
Тип и размер магнитопровода КД x d x b	S_c , cm^2	l _c , см ²	S ₀ , см ²	G _с , г	S _{o,} S _c , см ⁴
K4 x 2,5 x 2	0,015	1,02	0,049	0,06	0,0007
K5 x 2,0 x 1,5	0,0225	1,1	0,031	0,14	0,0007
K5 x 3 x 1,5	0,015	1,26	0,07	0,12	0,001
K7 x 4 x 1,5	0,0225	1,73	0,123	0,24	0,0028
K7 x 4 x 2	0,03	1,73	0,125	0,32	0,0038
K10 x 6 x 2	0,04	2,51	0,282	0,59	0,0112
K10 x 6 x 3	0,06	2,51	0,282	0,86	0,17
K10 x 6 x 4,5	0,09	2,51	0,282	0,86	0,025
K12 x 5 x 5,5	0,192	2,67	0,196	1,3	0,038
KI2 x 8 x 3	0,06	3,14	0,502	1,12	0,03
K16 x 8 x 6	0,24	3,77	0,502	4,9	0,12
K16 x 10 x 4,5	0,135	4,08	0,785	3,1	0,106
K17,5 x 8,2 x5	0,232	4,04	0,528	5,1	0,122
K20 x 10 x 5	0,25	4,71	0,585	6,4	0,196

Основные данные магнитопроводов типа К из ферритов

Таблица П.1.7

Расчетные данные ряда тороидальных трансформаторов (сталь 3423 с толщиной ленты 0,08 мм для частот 1 2,4 и 5 кГц), [1]

Типоразмер		fc	=1кГ	Ъ		fc =	=2,4 к	Гц			fc=4	5кГц	
магнитопровода	Р _{габ} . ВА	Вм, Тл	јА/ мм ²	$U_k, \ \%$	Р _{габ} , ВА	Вм, Тл	јА/ мм ²	U_k %	Рг, ВА	Вм, Тл	ј,А/ мм ²	U _k , %	G _c , г
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
ОЛ10/16-5	3,4	1,5	14	21	5,8	1,3	11,5	8,5	7	0,8	11,2	6,55	8
ОЛ 10/16-6	4,6	1,5	12	16	7,5	1,2	10	7,5	9	0,7	10	5,5	10
ОЛ 12/20-5	7	1,5	10	16	7,5	1,2	8,2	7	9,5	0,7	8,3	5,4	14
ОЛ 12/20-6,5	9,2	1,5	9,5	10,5	12,5	1	8	5,3	16	0,5	7,7	4,3	17
ОЛ 12/10-10	12	1,5	7,3	7,5	16	0,9	7	4,8	22	0,6	7	3,8	22
ОЛ 16/266,5	18	1,5	7	7,5	26	1	6	4	32	0,6	6	3,1	30
ОЛ 16/26-10	24	1,5	6	4,8	32	0,9	5,5	3,4	40	0,5	5,7	2,7	40
ОЛ I6/26-12,5	28	1,4	5,5	4	36,5	0,8	5,3	3,2	45	0,5	5,3	2,5	48
ОЛ 20/32-8	38	1,5	5,5	3,7	51,5	1	5	3,1	63	0,55	5	2,4	56
ОЛ 20/32-10	46	1,5	5	3,5	62	0,9	4,8	2,8	75	0,52	4,8	2,3	63
ОЛ 20/32-12,5	53,5	1,4	4,7	3,2	70	0,8	4,6	2,5	86	0,5	4,6	2	75
ОЛ 25/40-10	79	1,5	4,2	3	107	0,85	4,2	2,3	130	0,5	4,2	1,8	107

										Оконч	ание	табл.	П 1.7
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
ОЛ 25/40-12,5	98	1,4	4,1	2,7	125	0,75	4,1	2,1	150	0,45	4,1	1,7	114
ОЛ 25/40–16	105	1,25	4	2,5	139	0,7	4	2	170	0,4	4	1,5	148
ОЛ 25/40-20	114	1,1	3,9	2,2	155	0,65	3,8	1,8	190	0,37	3,8	1,4	176
ОЛ 32/50-16	185	1,2	3,5	2,1	220	0,65	3,6	1,6	295	0,4	3,6	1,3	246
ОЛ 32/50-20	207	1,15	3,5	2	260	0,6	3,4	1,5	340	0,38	3,5	1,1	287
ОЛ 32/50-25	236	1	3,4	1,8	285	0,55	3,3	1,4	365	0,35	3,2	1,1	339
ОЛ 40/64—20	370	1,1	3,1	1,6	450	0,55	3,1	1,3	540	0,32	3	1	505
ОЛ 40/64-25	430	1	3	11,5	540	0,5	3	1,2	620	0,3	2,8	0,9	590

Таблица П 1.8

Расчетные данные трансформаторов преобразователей с самовозбуждением на 0-образных ленточных магнитопроводах с различной толщиной ленты [1]

Типоразмер		34 НКМП										
магнитопровода		0,1	MM					0,05	ММ			
		$f\pi^{-1}$	۱кГп		<i>f</i> п =2.4 кГи			<i>f</i> п= 5 кГи			fп	=10
		$B_{M}=1$	і д 1.4 Тп		$B_{M=1.4}$ T _T			B	м=1.4	4Тп	К	Гц
	• • •				Divi-1, + 1,1			DWI-1, +1.11			Вм	=0,7
	j,A/	U_{κ}	P _{raδ} ,	j,A/	Uĸ,	P _{raδ} ,	j,A/	Uĸ,	P_{rab} ,	j,A/	Uĸ,	Р _{габ} ,
	MM ²	%	BA	MM	%	BA	MM ²	%	BA	MM	%	BA
OJI 12/14–3	3	10	0,15	T	10	0,7	15	10	3	16	10	3
ОЛ14/17-3	4,5	10	0,5	9	10	2,5	10	8	10	15	8	10
OJI 16/20–3	5	10	1,5	10	10	6	12	6	15	12	6	15
ОЛ 18/23-4	6,5	10	5	10	7	15	9	3	30	10	4	32
ОЛ 20/25-5	6,7	10	8	9,5	7	23	8	3	40	8,5	3	48
ОЛ 20/25-6,5	7,3	10	12	8,5	6	28	7,5	2	50	8	2,5	60
ОЛ 20/28-5	7,8	10	15	8	5	34	6,5	2	60	7,5	2	70
ОЛ 20/28-6,5	8	10	20	7,5	5	43	6	1,5	76	7	1,8	85
ОЛ 22/30-5	7,7	10	20	7	4	40	6	2	65	6,5	2	90
ОЛ 22/30-6,5	8	9	27	6,5	3	50	5,5	1,5	80	6,5	1,5	100
ОЛ 25/35-5	6,8	10	29	6,3	3	60	5	1,5	100	6	1,5	115
ОЛ 25/35-6,5	6,5	8	37	5,8	2,5	72	4,5	1	115	5,5	1,2	140
ОЛ 24/40-5	6,9	7	43	5,5	2,5	83	37	0,8	120	5,2	1,2	150
ОЛ 25/40-5,5	6	6	54	5	2	100	2,5	0,4	105	4,7	1	180
ОЛ 28/40-8	5,5	6	65	4,8	1,5	126	2,7	0,5	145	4,5	0,8	220
ОЛ 28/40-10	5,5	5	89	4,5	1,3	145	1,5	0,3	95	4,1	0,6	250
ОЛ 32/45-10	5	3,5	115	4	1,2	220	1,8	0,3	168	3,8	0,5	350

Таблица П. 1.9

Расчетные данные трансформаторов преобразователей с независимым возбуждением на 0-образных ленточных магнитопроводах из материала 34 НКМП с различной толшиной ленты [1]

		U, I MM	[0,05	MM		0,02 MM			
Типоразмер	f Di	$\Pi = 1 \kappa I$	Ц Т-		$f \Pi = 2,$	4 кI ц			$f \Pi = 5$	кl ц 4T-	-
магнитопровода	• • • •	1=1,4	1Л 	• • /	BM=1	,4 1л	D	• • /	BM=1	,41Л	D
	J,A/	U _K ,		J,A/	J,A/	$U_{\rm K},$		J,A/	J,A/	$U_{\rm K},$	P_{rab} ,
	MM	%0	DA	ММ	MM	%0	DA	MM	ММ	<u> %0</u>	DA
ОЛ 12/ 14-3	3	10	0,15	1	14,3	10	2,7	1	21,3	9	7
ОЛ 14/17-3	4	10	0,6	1	15	9,5	8	1	14,5	5	14
ОЛ 16/20-3	4,6	10	1,5	1	12,5	7	13	1	11,8	1,5	22
ОЛ 18/23-4	6,3	10	5	1	9,3	4	27	1	8,5	2	44
ОЛ 20/25-5	6,5	10	8	1	8,4	3	40	1	7,4	1,5	63
ОЛ 20/25-6,5	7,1	10	10	1	7,8	2,5	50	1	6,6	1,5	74
ОЛ 20/28-5	7,6	10	15	1	7,1	2	58	0,9	5,7	1	74
ОЛ 20/28-6,5	7,6	10	19	1	7	1,6	75	0,9	5,2	0,8	88
ОЛ 22/30-5	7,5	10	19	1	6,6	2	67	0,9	6,3	1,5	90
ОЛ 22/30-6,5	7,9	9	25	1	5,9	1,5	81	0,9	4,9	1	97
ОЛ 25/35-5	6,7	8,5	30	1	5,7	1,5	100	0,9	4,8	1	125
ОЛ 25/35-6,5	6,5	7	39	1	5,1	1	118	0,8	4	0,5	135
ОЛ 25/40-5	6,2	7	44	1	4,7	1	130	0,8	4	1,5	143
ОЛ 25/40-6,5	6	5,5	56	1	4	0,8	144	0,6	4,2	1	465
ОЛ 28/40-8	5,6	5	67	1	4	0,8	180	0,6	4,1	1	200
ОЛ 28/40-10	5,5	4	87	0,9	3,7	0,7	200	0,6	3,6	0,6	220
ОЛ 32/45-10	4,9	3,5	115	0,9	3,7	0,6	285	0,6	4	1	315
ОЛ 32/50-8	4,8	3,5	120	0,9	3,1	0,6	280	0,5	3,8	1	330
ОЛ 32/50-10	4,7	3,2	125	0,9	3	0,5	335	0,5	3,5	0,6	410
ОЛ 32/56-8	4,5	3	163	0,8	2,8	0,5	340	0,5	3,4	0,8	400
ОЛ 32/56-12,5	4	2	305	0,8	2,8	0,4	530	0,4	2,5	0,5	700

Таблица П. 1.10

Расчетные данные ряда трансформаторов преобразователей с независимым возбуждением на 0-образных ленточных магнитопрводах из материалов 40 НКМ с толщиной ленты 0,02 мм

Типоразмер магнитопровода	f _п = 10 кГц В _м = 0,6 Тл				$f_{\pi} = 20 \ \kappa \Gamma$ ц В _м = 0,6 Тл				$f_{\pi} = 50 \ \kappa \Gamma$ ц			
	j,А/ мм ²	U _к , %	Ρ _{rað} , BA	ј,А/ мм ²	U _к , %	Ρ _{raб} , BA	В _м , Тл	ј,А/ мм ²	U _к , %	Ρ _{габ} , BA		
ОЛ 12/14-3	15	4	3	15	2	5,5	0,6	14	0,8	12,5	5	
ОЛ 14/ 17-3	15	3	9	15	1,5	16	0,6	14,5	0,6	36	8	
ОЛ 16/20-3	13	2,3	15	12,5	1,2	28	0,6	11	0,4	57	11	
ОЛ 18/23-4	10,5	1,2	33	10	0,7	60	0,6	8	0,2	115	20	
ОЛ 20/25-5	9,5	1	49	9	0,5	85	0,6	7,2	0,25	165	27	
ОЛ 20/20-6,5	9	0,7	60	8,5	0,35	110	0,45	7,9	0,15	180	31	
ОЛ 20/28-5	8,3	0,6	70	8	0,25	120	0,4	7	0,1	200	35	
ОЛ 22/30-5	8,7	0,7	80	8,2	0,3	140	0,45	7,3	0,12	225	43	
ОЛ 22/30-6,5	8	0,5	100	7,3	0,25	170	0,45	6,5	0,1	300	50	
ОЛ 25/35-5	7,7	0,6	140	7	0,25	240	0,45	6,2	0,1	400	65	
ОЛ 25/35-6,5	6,9	0,4	170	6,1	0,2	290	0,4	5,7	0,1	450	75	
ОЛ 25/35-5	6,8	0,4	200	6	0,15	320	0,4	5,7	0,1	500	66	
ОЛ 25/40-6,5	6,7	0,3	260	5,4	0,1	380	0,35	5,4	0,1	550	97	
ОЛ 28/40-8	6,5	0,3	295	5	0,1	385	0,35	5	0,06	650	110	
ОЛ 28/40-10	6	0,2	330	5	0,1	410	0,35	4,8	0,06	800	125	
ОЛ 32/45-10	5,5	0,2	510	4,5	0,1	600	0,35	4,2	0,05	1000	140	
ОЛ 32/50-8	5,3	0,2	525	4,3	0,1	630	0,35	4	0,05	1100	150	

Таблица П.1.11

Данные ряда трансформаторов преобразователей с независимым возбуждением на кольцевых магнитопроводах из феррита марок 2000 HM 1, 2000 HM3

Типоразмер магнитопровода	f _п =10 кГц В _м = 0,2 Тл			$f \pi = 50 \ \kappa \Gamma$ ц				$f \pi = 100$ кГц			
	ј, А/мм ²	Uk, %	Р _{габ} , ВА	Вм, Тл	ј, А/мм ²	Uk, %	Р _{габ} , ВА	Вм, Тл	ј, А/мм ²	Uk, %	Р _{габ} , ВА
К 5 3 1,5	3	10	0,02	0,2	14	10	0,3	0,2	14,5	5,5	0,6
К42	40	10	0,08	0,2	17,5	8,5	1,3	0,2	14,5	3,5	2,1
К 10 6 2	42	10	0,25	0,2	13	6	3,7	0,2	11	2,5	5,6
K 10 6 3	5,5	10	0,5	0,2	13	4,5	5,5	0,15	11	2,5	7
К 10 6 4,5	7	10	1	0,2	11	3	7,5	0,15	10,5	1,9	9
K 12 5 5,5	12,5	9,5	2,5	0,2	10	1,5	10	0,12	10	1,3	11
K 16 10 4,5	11	8,7	8	0,2	8,5	1,2	28	0,12	9	1,1	34
К 1686	11	10	8	0,2	10	2,7	30	0,12	10	2,4	35
К 17,5 8,2 5	11	8,5	9	0,2	8,5	1,3	30	0,12	8,5	1,2	34
К 20 10 5	9,6	7,8	12	0,2	8	1,2	42	0,12	8,5	1,1	51
К 20 12 б	11,5	10	24	0,2	9,5	1,8	77	0,12	10	1,5	94
К 28 16 9	9	5	66	0,18	7,5	1	210	0,1	8	1	250
К 31 18,5 7	8,5	6	72	0,18	7,5	1,2	250	0,1	7,5	1	260
К 32 16 8	8	4	82	0,18	7,5	1,8	310	0,1	7	0,7	305
К 32 20 9	7,6	4	100	0,15	7	1	300	0,1	7,5	0,9	410
К 38 24 7	6,8	5	132	0,15	6	1,2	400	0,1	6,5	1	540
К 40 25 7,5	6,3	4,4	160	0,15	5,7	1	470	0,1	6	0,9	630

Приложение 2 Таблица П. 2.1

Параметры некоторых наиболее распространенных ст	габилитронов
--	--------------

Тип стабили-	U _{ст} , В	I _{ст.мин} ,	I _{ст.мин} ,	R _{bh}	Тепловое
трона		мА	мА	не более,	сопротивление
				Ом	R _T , °С/мВт
KC 133 A	3–3,7	3	81	65	3,2
KC 139 A	3,5–4,3	3	70	60	3,0
КС 147 А	4,1–5,2	3	58	56	2, 8
КС 156 А	5–6,3	3	55	46	2,3
KC 168 A	6,1–7,5	3	45	28	1,5
Д 808	7–8,5	3	38	6	0,3
Д 809	9–10,5	3	29	10	0,5
Д 810	10–12	3	26	12	0,6
Д 811	11,5–14	3	23	15	0,75
Д 813	11,5–14	3	20	18	0,9
Д 814 А	7–8,5	3	40	6	0,3
Д 814 Б	8–9,5	3	36	10	0,5
Д 814 B	9–10,5	3	32	12	0,6
Д 814 Г	10–12	3	29	15	0,75
Д 814 Д	11,5–14	3	24	18	0,9
Д 815 А	5–6,2	50	1400	0,6	0,03
Д 815 Б	6,1–7,5	50	1150	0,8	0,04
Д 815 B	7,4–9,1	50	950	1	0,05
Д 815 Г	9–11	25	800	1,8	0,09
Д 815 Д	10,8–13,3	25	650	2	0,1
Д 815 Е	13,3–16,4	25	550	26	0,21
Д 815 К	16,2–19,8	25	450	3	0,15
Д 816 А	19,6–24,2	10	230	7	0,35
Д 816 Б	24,2–29,5	10	180	8	0,4
Д 816 B	29,5–36	10	150	10	0,5
Д 816 Г	35–43	10	130	12	0,6
Д 816 Д	42, 5–51,5	10	110	15	0,75
Д 817 А	50-61,5	5	90	35	4,2
Д 817 Б	61–75	5	75	40	4,3
Д 817 В	74–90	5	60	45	4,4
Д 817 Г	100±10	5	50	50	4,1
2C 980 A	180±18	3	28	220	4,2

Таблица П. 2.2

Основные параметры некоторых транзисторов, применяемых в схемах ВИП малой и средней мощности

Обозна парам	ачение летра	Режим измерения	K T3I2 A	К Т312 Б	KT 312 B
		U _{кб} = 2 В; І _э = 20 мА	_	_	_
h_{219}		$T_{c} = + 20^{\circ}C$ $T_{c} = + 80 \ ^{\circ}C$ $T_{c} = -40 \ ^{\circ}C$	10–100 10–200 8–100	25–100 25–200 15–100	50–280 60–560 25–280
		$U_{\kappa\delta} = (U_{\kappa\delta \text{ makc}} = 5) B$			
I _{кбо} , мкА		$T_{c} \le 20 \text{ °C}$ $T_{c} = 85 \text{ °C}$	10 30	10 30	10 30
I _{эбо} , мкА		$U_{96} = 4 B$	10	10	10
$U_{\kappa ightarrow m Hac} B$		$I_k = 20$ мА , $I_{\bar{0}} = 2$ мА	0,8	0,8	0,8
U _{бэ нас} U _{кэ орг}	В В пФ	$I_k = 20 \text{ MA}; I_6 = 2 \text{ MA}$ $I_9 = 7,5 \text{ MA}$ $I_4 = -10 \text{ B}; f = 2 \text{ MCH}$	1,1 20 5	1,1 35 5	1,1 5 5
$t_{k\Pi C}$	11 +	$U_{k0} = 10 \text{ B}; I = 2 \text{ MH}$	500	500	500
к пе С _э , ПФ		U _{эб} = 10 B; f = 2 мГц	20	20	20
U _{кб макс} , В	8	$T_c \leq + 85 \ ^{\circ}C$	20	35	20
U _{кэ макс} , В	;	R _{эб} = 100 Ом	20	35	20
U _{эб макс} , В		$T_c \le + 85 \ ^{\circ}C$	4	4	4
I _{к макс} , А		$T_c \le + 85 \ ^{\circ}C$	30	30	30
I _{ки макс} Р _{к макс} Р _{ки макс}	А мВт мВт	$T_{c} \le + 85 \ ^{\circ}C$ $T_{c} \le + 20 \ ^{\circ}C$ $ au_{u} \le 1$ мкс	60 25 450	60 225 450	60 225 450
Т _{р-п пер} °С		_	150	150	150
R _{т пер-ср} , с	°С/Вт	-	0,4	0,4	

Обозначение параметра	Режим измерения	KT 3I3 A	КТ 313 Б
	U _{κδ} = -10 B	3, I _э = 1 мА	
h ₂₁₉	$T_{c} = +25^{\circ}C$ $T_{c} = -40 \ ^{\circ}C$ $T_{\pi} = +80 \ ^{\circ}C$	30–120 15–120 30–300	80–300 30–300 80–600
f MEn	$U_{K3} = -20 \text{ B}, I_{K} = 50 \text{ mA}$	>200	>200
<i>J</i> _{гр} , IVII Ц	$U_{\kappa\delta} = -5 B, I_3 = 1 мА$	<120	<120
U _{бэ нас} , B	$I_{\kappa} = 150$ мА, $I_{\delta} = 15$ мА	<1,3	<1,3
	$U_{\kappa\delta} = -50 \text{ B}$		
I _{кбо} , мкА	$T_{c} = +25 \text{ °C}$ $T_{c} = +85 \text{ °C}$	<0,5 <10	<0,5 <10
СПФ	U _{кб} =-10 В	<12	<12
$C_{\kappa}, \Pi \Psi$	$U_{9\delta} = 0$	25–45	25–45
U _{кб макс} , В		-60	-60
U _{кэ макс} , В U _{эб макс} , В	R _{бэ} = 1 кОм	-50 -5	-50 -5
I _{к макс} , мА	без теплоотвода	350	350
T	с теплоотводом	600	600
I _{k Make} , MA	t _u < 1 мкс	700	700
I _{б макс} , мкА Р _{к макс} , мВт Р _{к и макс} , мВт R _{т пер-ср} , °С/мВт	Т _с ≤ 25 °С Т _с ≤ 1 мкс	150 300 1 300	150 300 1 300

Продолжение табл. П. 2.2

Обозначение	Режим измерения	KT 506 A	КТ 506 Б	
параметра				
	$U_{\kappa\delta} = 5 \text{ B}, I_9 = 0,3 \text{ A}$			
h215	$T_c = +25 \ ^{\circ}C$	30–150	80-300	
219	$T_{c} = +125 \ ^{\circ}C$	30	30	
	$T_c = -60 \ ^\circ C$	10	10	
<i>f</i> _{гр} , МГц	$U_{\kappa\delta} = 10 \text{ B}, I_{9} = 0,03 \text{ мA}$	10	10	
I v A	$T_{c} = +25 \text{ °C}, U_{\kappa \delta} = 800 \text{ B}$	1	0,2	
	$T_{c} = 125 \text{ °C}, U_{\kappa \delta} = 400 \text{ B}$	0,2	0,2	
I _{эбо} , мА	$U_{96} = 5 B$	1	1	
Ск, пФ	$U_{\kappa\delta} = 10 \text{ B}$	40	40	
С _э , пФ	$U_{96} = 1 B$	1100	1100	
U _{кэ нас} , В	$I_{\delta} = 0,03 \text{ A}, I_{k} = 0,3 \text{ A}$	0,6	0,6	
4	$U_{\kappa 9} = 200 \text{ B}, I_k = 1 \text{ A}$			
t _{pace} , MKC	Іб=0,2А	1,35	1,35	
U _{кб макс} , В		800	800	
U _{кэ макс} , В	R _{бэ} < 10 Ом	800	800	
U _{эб макс} , В		5	5	
I _{к макс} , А		2	2	
I _{к и макс} , А		5	5	
I _{б макс} , А		0,5	0,5	
I _{бимакс} , А		1	1	
	$T_c = -45 \text{ °C} + 125 \text{ °C}$			
Р _{к макс} , Вт	с теплоотводом	10	10	
	без теплоотвода	0,8	0,8	
Т _{Р-П ПЕР} , °С			+150	

Обозначение параметра	Режим измерения	KT 712 A	КТ 712 Б		
	$U_{\kappa\delta} = 5 \text{ B}, \text{ I}_9 = 2 \text{ A}$				
h 21э	$T_{c} = +25^{\circ}C$ $T_{c} = +100^{\circ}C$ $T_{c} = -45^{\circ}C$	500–1500–10000 500 100	400–1500–10000 400 100		
6 ME-	U _{κδ} =5 B				
<i>J</i> гр, IVII Ц	$I_{9} = 0,5 A$	3	3		
U _{кэ нас} , В	$I_k = 2 A$	0,92	0,92		
U _{кб макс} , В		200	200		
U _{кэ макс} , В	R _{бэ} = 100 Ом	200	200		
U _{эб макс} , В		5	5		
I _{к макс} , А		10	10		
I _{к и макс} , А	$t_{\scriptscriptstyle \rm H}=10$ мкс	0,2	0,2		
I _{б макс} , А		0,1 0,1			
	$T_{\kappa} = -45 \ ^{\circ}C+25 \ ^{\circ}C$				
Р _{к макс} , Вт	с теплоотводом	50	50		
	без теплоотвода	1,5	1,5		
Т _{Р-П ПЕР} , °С		150	150		

Обозначение параметра	Режим измерения	КТ 805 Б	КТ 805 АМ, БМ	
	U _{K9} =10 B ≥15		≥15	
h_{219}	$I_k = 2 A$			
	$f = 10 \ \mathrm{M}\Gamma$ ц			
I _{кбо} , мА	$U_{96} = 5 B$	≤100	≤100	
U D	$I_{\kappa} = 5 A$			
$U_{\kappa \mathfrak{Hac}}, \mathbf{B}$	$I_{6} = 0,5 \text{ A}$	5	5	
U _{бэ нас} , В	$I_{\kappa} = 5 A$	2,55	2,55	
U _{кэ и макс} , В	$T_{nep} \le 100 \ ^{\circ}C$	5	5	
U. D.	$T_{nep} \le 100 \ ^{\circ}C$			
$U_{K3 Makc}, B$	$t_{n = 500 \text{ MKc}}$	160	160	
I _{к макс} , мА	$T_{nep} \le 100 \text{ °C}$	5	5	
I _{кимакс} , мА	$T_{nep} \le 100 \ ^{\circ}C$			
	<i>t</i> n ≤ 200 мкс	8	8	
I _{б макс} , мА	$T_{nep} \le 100 \ ^{\circ}C$	2	2	
Рк макс, Вт	$T_{nep} \le 50 \ ^{\circ}C$	2,5	2,5	
Т _{Р-П ПЕР} ,макс ,°С		150	150	
Rт _{пер−кор} , °С/Вт	-	3,3	3,3	

Обозначение параметра	Режим измерения	KT 818 A KT 819 A	KT 818 AM KT 819 AM	КТ 818 Б КТ 819 Б	КТ 818 БМ КТ 819 БМ
	$U_{\kappa\delta} = 5 B; I_{\kappa} = 5 A$				
h ₂₁₃	$T_c = +25 \ ^{\circ}C100 \ ^{\circ}C$ $T_c = -40 \ ^{\circ}C$	15	15	20	20
		10	10	15	15
$I_{\kappa \delta o}, MA$ $U_{\kappa \delta} = 40 B;$	$T_{\kappa op} = 25 \ ^{\circ}C$ $T_{\kappa op} = 100 \ ^{\circ}C$	1	1	1	1
		10	10	10	10
f _{гр} , МГц	$U_{\kappa \delta} = 5 \text{ B}; I_3 = 0,5 \text{ A}$	3	3	3	3
U _{кэ нас} , В	$I_k = 5 A; I_6 = 0,5 A$	2	2	2	2
U _{бэ нас} , В	$I_{\kappa} = 5 \text{ A}; I_{\delta} = 0,5 \text{ A}$	3	3	3	3
U _{кэ макс} , В	$-40 \circ C \le T_{\text{kop}} \le 100 \circ C$	25	25	40	40
U _{кэ макс} , В	то же при U _{бэ} = 100 В	40	40	50	50
U _{эб макс} , В	$-40 ^{\circ}\text{C} \le T_{\text{kop}} \le 100 ^{\circ}\text{C}$	5	5	5	5
I _{к макс} , А	$-40 ^{\circ}\text{C} \le T_{\text{kop}} \le 100 ^{\circ}\text{C}$	10	15	10	15
I _{б макс} , А	_40 °C≤T _{кор} ≤100 °C	3	3	3	3
I _{к и макс} , А	то же при $\tau_{n} = 10$ мс	15	20	15	20
Р _{к макс} , Вт	Т _{кор} < 25 °С без теплоотвода	1,5	1,5	1,5	1,5
Р _{к макс} , Вт	Т _{кор} < 25 °C с теплоотводом	60	60	60	60
$T_{P-\Pi \Pi EP}, ^{\circ}C$		125	125	125	125

Окончание табл. П. 2.2

Обозна парам	чение етра	Режим измерения КТ 825 Г КТ 825 Д		КТ 825 Д	KT 825 E	
h ₂₁₉		$U_{\kappa\delta} = -10 \text{ B}; I_{2} = 10 \text{ A}$	750–18000	750–18000	750–18000	
		Т				
U _{кэ нас} , В		$I_k = 10 \text{ A}, I_{d} = 40 \text{ мA}$	-2	-2	-2	
U _{бэ нас} U _{кэо}	B B	$I_k = 10 \text{ A}; I_6 = 40 \text{ мA}$ $I_k = 100 \text{ mA}; t_H = 300 \text{ мкс}$	-3 -70	-3 -45	-3 -25	
U _{кэ макс} , В		$-40 {}^{\rm o}{\rm C} \le {\rm T}_{\rm nep} \le 100 {}^{\rm o}{\rm C}$	-90	-60	-30	
U _{бэ макс} , В		$-40 {}^{\circ}\text{C} \le T_{\text{nep}} \le 100 {}^{\circ}\text{C}$	5	5	5	
$I_{\rm K \ Makc}, A \qquad -40^{\rm o}C \le T_{\rm nep} \le 100$		$-40 {}^{\circ}\text{C} \le T_{\text{nep}} \le 100 {}^{\circ}\text{C}$	20	20	20	
I _{к и макс} , А		$-40^{\circ}C \le T_{nep} \le 100^{\circ}C$ 30 30		30		
$I_{\delta \text{ make}}, A = -40 ^{\circ}\text{C} \le T_{\text{nep}} \le 100 ^{\circ}\text{C}$		$-40^{\circ}C \le T_{nep} \le 100^{\circ}C$	0,5	0,5	0,5	
Р _{к макс} , Вт		$T_c = 25 \ ^{\circ}C$				
		без теплоотвода	3	3	3	
Р _{к макс} , Вт		$T_c = 25 \ ^{\circ}C$				
		с теплоотводом	125	125	125	
Т _{р-п пер.макс} , °С			150	150	150	
Т _{кор.макс} , °С		<u> </u>	100	100	100	

Учебное издание

Троян Федор Данилович Образцов Николай Сергеевич, Троян Евгений Федорович Ткачук Аркадий Мефодьевич

ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Учебно-методическое пособие

для студентов специальностей I–39 02 02 «Проектирование и производство ЭС» и I–39 02 01 «Моделирование и компьютерное проектирование РЭС» дневной и заочной форм обучения

Редактор С.Б. Саченко Корректор

Подписано в печать 2006 г. Гарнитура «Таймс». Уч.-изд. л. 12. Формат 60х84 1/16. Печать ризографическая. Тираж 200 экз. Бумага офсетная. Усл. печ. л. Заказ 458

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники» Лицензия на осуществление издательской деятельности № 02330/0056964 от 01.04.2004 Лицензия на осуществление полиграфической деятельности № 02330/0133108 от 30.04.2004 220013, Минск, П. Бровки, 6