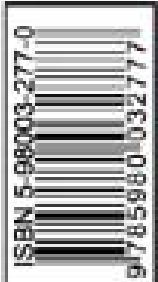


**Библиотека
Инженера**

Титов А. А.

Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ

Расчет, изготовление, настройка



Описание схемных решений

Методики изготовления

28 макетов усилителей

S
«СОЛОН»



Находка для специалиста!

УДК 621.396

ББК 32.844

T45

А. А. Титов

T45 Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. — М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2012. — 328 с.: ил. (Серия «Библиотека инженера»)

ISBN 5-98003-277-0

В книге впервые систематически изложены вопросы схемотехнической реализации и расчета наиболее известных и эффективных схемных решений построения отдельных узлов сверхширокополосных и полосовых усилителей мощности метрового и дециметрового диапазонов волн: схем стабилизации режимов; цепей коррекции, согласования, фильтрации и формирования амплитудно-частотных характеристик; устройств защиты усилителей от перегрузок; способов повышения выходной мощности.

Приведены описания схемных решений, методики изготовления и настройки 28 различных вариантов сверхширокополосных и полосовых усилителей мощности с представлением чертежей печатных плат и фотографий макетов усилителей.

Для разработчиков радиоаппаратуры, радиолюбителей, а также студентов и аспирантов.

По вопросам приобретения обращаться: **ООО «АЛЬЯНС-КНИГА КТК»**

Тел: (495) 258-91-94, 258-91-95, www.abook.ru

Сайт издательства «СОЛОН-ПРЕСС»: www.solon-press.ru

E-mail: solon-avtor@coba.ru

КНИГА — ПОЧТОЙ

Книги издательства «СОЛОН-ПРЕСС» можно заказать наложенным платежом (оплата при получении) по фиксированной цене. Заказ оформляется одним из двух способов:

1. Послать открытку или письмо по адресу: 123242, Москва, а/я 82.
2. Оформить заказ можно на сайте www.solon-press.ru в разделе «Книга — почтой».

Бесплатно высылается каталог издательства по почте.

При оформлении заказа следует правильно и полностью указать адрес, по которому должны быть высланы книги, а также фамилию, имя и отчество получателя. Желательно дополнительно указать свой телефон и адрес электронной почты.

Через Интернет Вы можете в любое время получить свежий каталог издательства «СОЛОН-ПРЕСС», считав его с адреса www.solon-press.ru/kat.doc

Интернет-магазин размещен на сайте www.solon-press.ru.

ISBN 5-98003-277-0

© Макет и обложка «СОЛОН-ПРЕСС», 2012

© Титов А. А., 2012

Оглавление

Предисловие	6
Основные сокращения и условные обозначения	7
Глава 1. Модели мощных транзисторов	10
Глава 2. Схемы стабилизации рабочей точки и напряжения базового смещения транзисторов мощных усилителей	15
2.1. Расчет элементов схемы активной коллекторной стабилизации	15
2.2. Расчет элементов схемы стабилизации напряжения базового смещения	18
Глава 3. Проектирование выходных цепей коррекции, согласования и фильтрации	23
3.1. Выходная согласующая цепь широкополосного усилителя	23
3.2. Выходные согласующие трансформаторы широкополосных усилителей мощности	26
3.3. Выходные согласующие трансформаторы полосовых усилителей мощности	28
3.4. Фильтры высших гармонических составляющих полосовых усилителей мощности	36
Глава 4. Проектирование цепей формирования амплитудно-частотных характеристик сверхширокополосных усилительных каскадов	39
4.1. Метод параметрического синтеза мощных усилительных каскадов с корректирующими цепями	39
4.2. Проектирование каскадов с корректирующей цепью второго порядка	43
4.3. Проектирование каскадов с корректирующей цепью третьего порядка	46
4.4. Проектирование каскадов с заданным наклоном амплитудно-частотной характеристики	49
Глава 5. Проектирование цепей формирования амплитудно-частотных характеристик полосовых усилительных каскадов	53
5.1. Проектирование каскадов с корректирующей цепью третьего порядка	54

5.2. Проектирование каскадов с корректирующей цепью четвертого порядка с катушкой индуктивности на входе.	57
5.3. Проектирование каскадов с корректирующей цепью четвертого порядка с конденсатором на входе.	60
5.4. Проектирование каскадов с корректирующей цепью, выполненной в виде фильтра нижних частот.	63
Глава 6. Непосредственное сложение мощности, отдаваемой несколькими транзисторами.	66
6.1. Параллельное соединение транзисторов.	66
6.2. Последовательно-параллельное соединение транзисторов.	67
6.3. Последовательное соединение транзисторов.	70
Глава 7. Устройства сложения мощности, отдаваемой несколькими выходными каскадами.	73
7.1. Широкополосные сумматоры на ферритовых сердечниках.	73
7.2. Сумматоры на коаксиальных отрезках линий передачи с симметричным входом и несимметричным выходом.	75
7.3. Кольцевые схемы сложения.	77
7.4. Трехдецибелльные уравнивательные мосты.	80
Глава 8. Схемотехнические методы повышения выходной мощности.	82
8.1. Усилители мощности с коррекцией амплитудных характеристик.	82
8.2. Особенности повышения выходной мощности ТВ-передатчиков.	91
8.3. Использование автоматической регулировки потребляемого тока.	99
Глава 9. Повышение выходной мощности усилителей импульсов неограниченной длительности с пикосекундными фронтами.	108
Глава 10. Защита усилителей мощности от перегрузок.	116
10.1. Схемы защиты сверхширокополосных усилителей мощности от перегрузок.	116
10.2. Схемы защиты полосовых усилителей мощности от перегрузок.	129
Глава 11. Описания схемных решений и особенностей настройки сверхширокополосных усилителей.	139
11.1. Пикосекундный усилитель диапазона 0...5,6 ГГц с выходным напряжением 2 В.	140
11.2. Усилители с перекрестными обратными связями диапазонов 0,01...1 и 0,01...2 ГГц.	144
11.3. Усилитель диапазона 8...240 МГц мощностью 1 Вт с электронной регулировкой усиления.	149

11.4. Усилитель диапазона 0,4...2 ГГц мощностью 1 Вт для работы на несогласованную нагрузку	153
11.5. Усилитель диапазона 10...1050 МГц мощностью 1,3 Вт	156
11.6. Усилитель диапазона 0,05...1,5 ГГц мощностью 1,5 Вт с электронной регулировкой усиления	161
11.7. Усилитель диапазона 0,13...2,1 ГГц мощностью 1,5 Вт	163
11.8. Усилитель диапазона 0,02...1,5 ГГц мощностью 2 Вт	168
11.9. Усилитель диапазона 0,025...1 ГГц мощностью 2,2 Вт	173
11.10. Усилитель диапазона 0,03...1 ГГц мощностью 3 Вт	179
11.11. Усилитель диапазона 40...600 МГц мощностью 6 Вт	185
11.12. Усилитель диапазона 4...240 МГц мощностью 12 Вт	192
11.13. Усилитель диапазона 10...250 МГц мощностью 20 Вт	197
11.14. Усилитель диапазона 0,15...230 МГц мощностью 35 Вт	205

Глава 12. Описания схемных решений и особенностей настройки полосовых усилителей мощности	208
12.1. Перестраиваемый полосовой усилитель мощности диапазона 20...1000 МГц	209
12.2. Усилитель диапазона 430...440 МГц мощностью 30 Вт	218
12.3. Удлинитель радиотелефона диапазона 390...410 МГц	227
12.4. Усилитель диапазона 140...150 МГц мощностью 40 Вт	233
12.5. Усилитель диапазона 26...29 МГц мощностью 70 Вт	241
12.6. Усилитель ТВ-передатчика с отдельным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения мощностью 75 Вт	248
12.7. Усилитель диапазона 142...148 МГц мощностью 75 Вт	255
12.8. Усилитель диапазона 143...174 МГц мощностью 100 Вт	263
12.9. Усилитель телевизионного передатчика мощностью 120 Вт	268
12.10. Удлинитель симплексной радиостанции диапазона 26...29 МГц мощностью 120 Вт	277
12.11. Усилитель диапазона 430...442 МГц мощностью 125 Вт	283
12.12. Усилитель диапазона 66...73 МГц мощностью 140 Вт	290
12.13. Полосовой усилитель мощности с линейной амплитудной характеристикой диапазона 140...150 МГц мощностью 145 Вт	297
12.14. Усилитель диапазона 70...88 МГц мощностью 150 Вт с повышенной линейностью амплитудной характеристики	305
12.15. Усилитель диапазона 154...170 МГц мощностью 200 Вт	311
Список использованных источников	315

Глава 1

Модели мощных транзисторов

Проектирование транзисторных усилителей мощности и их составных частей основано на использовании эквивалентных схем замещения биполярного и полевого транзисторов, представленных в удобном для проектирования виде.

Общепринятые инерционные малосигнальные эквивалентные схемы замещения биполярного и полевого транзисторов приведены на рис. 1.1 и 1.2 [1–3].

Значения элементов эквивалентной схемы замещения биполярного транзистора (рис. 1.1) частично приведены в справочной литературе [4]. Это элементы $L_б$, $L_э$, $L_к$, $C_к$, $R_э$. Другие элементы могут быть найдены по известным справочным данным из соотношений [5]:

$$\begin{aligned}r_б &= \tau_c / C_к; \\r_э[\text{Ом}] &= 26 / I_{э0}[\text{мА}] + 3 / \sqrt{I_{э0}[\text{мА}]}; \\C_э &= 1 / 2\pi f_T r_э; \\ \alpha &= \beta_0 / (1 + \beta_0),\end{aligned}\tag{1.1}$$

где τ_c — постоянная времени цепи обратной связи;

β_0 — статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером;

f_T — граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером;

$I_{э0}[\text{мА}]$ — ток эмиттера в рабочей точке в мА.

В справочной литературе значения τ_c и $C_к$ часто приводятся измеренными при различных значениях напряжения коллектор-эмиттер $U_{кэ}$. Поэтому при расчетах $r_б$ значение $C_к$ следует пересчитать по формуле [5]:

$$C_к(U_{кэ\tau}) = C_к(U_{кэс}) \sqrt{U_{кэс} / U_{кэ\tau}},\tag{1.2}$$

где $U_{кэс}$ — напряжение $U_{кэ}$, при котором производилось измерение $C_к$;

$U_{кэ\tau}$ — напряжение $U_{кэ}$, при котором производилось измерение τ_c .

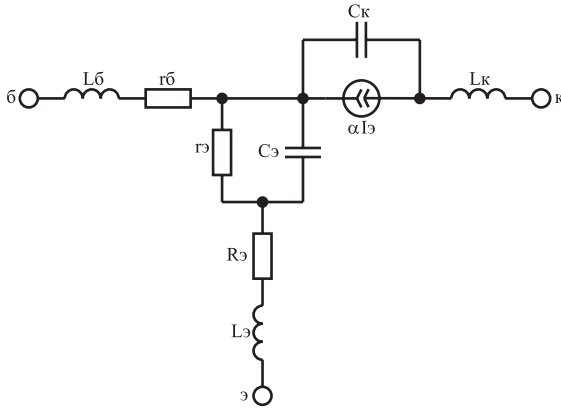


Рис. 1.1. Инерционная малосигнальная эквивалентная схема замещения биполярного транзистора

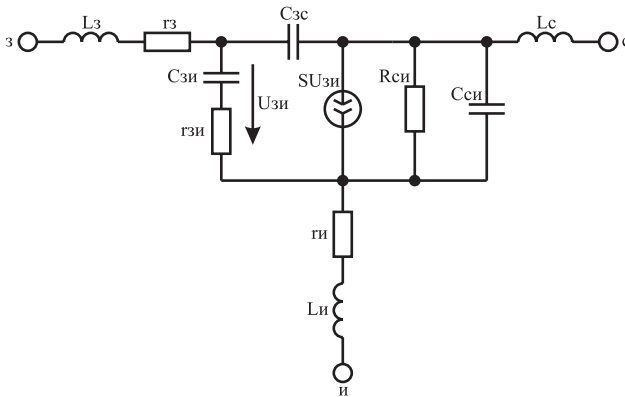


Рис. 1.2. Инерционная малосигнальная эквивалентная схема замещения полевого транзистора

Соотношение (1.2) используется также для расчета значения емкости C_k эквивалентной схемы замещения (рис. 1.1), соответствующего заданному напряжению коллектор-эмиттер $U_{кэ0}$ в рабочей точке транзистора.

В справочной литературе по отечественным полевым транзисторам [4] практически нет данных о значениях элементов их эквивалентной схемы замещения. Поэтому при расчетах следует пользоваться параметрами зарубежных аналогов [4, 6], либо осуществлять проектирование на зарубежной элементной базе [6].

Эквивалентные схемы замещения, приведенные на рис. 1.1 и 1.2, а также более сложные схемы замещения [7], используются, как правило, при машинном анализе разрабатываемых устройств [1, 2]. В случае инженерного проектирования используются более простые однонаправленные модели, обеспечивающие, тем не менее, хорошее совпадение расчетов и эксперимента вплоть до частот 10...20 ГГц [8].

Однонаправленные модели транзисторов приведены на рис. 1.3 и 1.4.

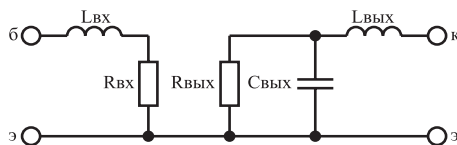


Рис. 1.3. Однонаправленная модель биполярного транзистора

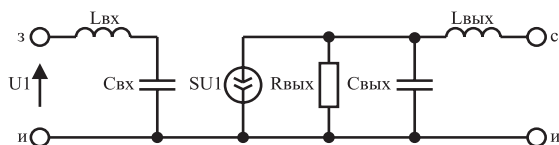


Рис. 1.4. Однонаправленная модель полевого транзистора

Значения элементов однонаправленной модели биполярного транзистора (рис. 1.3) рассчитываются по формулам [1, 9]:

$$\begin{aligned} L_{ВХ} &= L_{б} + L_{э}; \\ R_{ВХ} &= r_{б}; \\ C_{ВЫХ} &= C_{к}; \\ L_{ВЫХ} &= L_{к}; \\ R_{ВЫХ} &= U_{кэ, \max} / I_{к, \max}, \end{aligned} \quad (1.3)$$

где $U_{кэ, \max}$, $I_{к, \max}$ — максимально допустимое постоянное напряжение коллектор-эмиттер и постоянный ток коллектора [4].

Однонаправленная модель биполярного транзистора (рис. 1.3) представляет собой аппроксимацию его входного и выходного сопротивлений. Поэтому при расчетах указанная модель дополняет-

ся коэффициентом усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования $G_{\text{НОМ}12}$, [3], равным:

$$G_{\text{НОМ}12} = (f_{\text{НОМ}}/f)^2, \quad (1.4)$$

где $f_{\text{НОМ}}$ — частота, на которой коэффициент усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования равен единице;

f — текущая частота.

Формула (1.4) и однонаправленная модель (рис. 1.3) справедливы для области рабочих частот выше $f_{\beta} = f_T/\beta_0$ [10]. На частотах ниже f_{β} используется низкочастотная однонаправленная модель, представленная на рис. 1.5 [5].

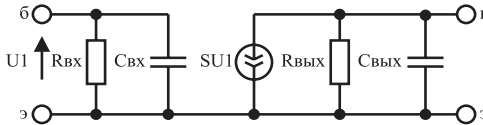


Рис. 1.5. Низкочастотная однонаправленная модель биполярного транзистора

Значения элементов однонаправленной модели (рис. 1.5) определяются из соотношений [5]:

$$\begin{aligned} R_{\text{ВХ}} &= r_{\text{б}} + r_{\text{э}}(1 + \beta_0); \\ C_{\text{ВХ}} &= \frac{\tau}{r_{\text{б}}} \left(1 + \frac{SR_{\text{ЭКВ}}C_{\text{К}}}{C_{\text{К}} + C_{\text{э}}} \right); \\ S &= \frac{\alpha_0 \tau}{r_{\text{б}} r_{\text{э}} (C_{\text{К}} + C_{\text{э}})}; \\ C_{\text{ВЫХ}} &= C_{\text{К}}(1 + Sr_{\text{б}}); \\ R_{\text{ВЫХ}} &= U_{\text{КЭ, макс}}/I_{\text{К, макс}}, \end{aligned} \quad (1.5)$$

где $\tau = r_{\text{б}} r_{\text{э}} (1 + \beta_0) (C_{\text{К}} + C_{\text{э}}) / [r_{\text{б}} + r_{\text{э}} (1 + \beta_0)]$;

$R_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{ВЫХ}} R_{\text{Н}} / (R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}})$;

$R_{\text{Н}}$ — сопротивление нагрузки.

Значения элементов однонаправленной модели полевого транзистора (рис. 1.4) рассчитываются по формулам [2]:

$$\begin{aligned}
 L_{\text{ВХ}} &= L_3 + L_{\text{И}}; \\
 C_{\text{ВХ}} &= C_{\text{ЗИ}} + C_{\text{ЗС}}(1 + SR_{\text{ЭКВ}}); \\
 L_{\text{ВЫХ}} &= L_{\text{С}}; \\
 C_{\text{ВЫХ}} &= C_{\text{СИ}} + C_{\text{ЗС}}; \\
 R_{\text{ВЫХ}} &= R_{\text{СИ}},
 \end{aligned}
 \tag{1.6}$$

где $R_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{ВЫХ}}R_{\text{Н}}/(R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}})$;

$R_{\text{Н}}$ — сопротивление нагрузки.

Приведенные в книге методики расчета отдельных узлов полосовых усилителей мощности (ПУМ) и сверхширокополосных усилителей мощности (СУМ), а также формулы для расчета их характеристик основаны на использовании рассмотренных моделей биполярного и полевого транзисторов.

Пример 1.1. Найти значения элементов эквивалентной схемы замещения (рис. 1.1) биполярного транзистора КТ939А, а также его однонаправленные модели (рис. 1.3 и 1.5), при условиях: $U_{\text{КЭ0}} = 11 \text{ В}$; $I_{\text{Э0}} = 0,22 \text{ А}$; $R_{\text{Н}} = 75 \text{ Ом}$.

Решение. Для транзистора КТ939А, с учетом параметров ближайшего аналога КТ913А, из [4] имеем: $L_{\text{б}} = 3 \text{ нГн}$; $L_{\text{э}} = 0,55 \text{ нГн}$; $L_{\text{к}} = 2 \text{ нГн}$; $C_{\text{к}}(U_{\text{кэ}} = 12 \text{ В}) = 3,9 \text{ пФ}$; $\tau_{\text{с}}(U_{\text{кэ}} = 10 \text{ В}) = 4,6 \text{ пс}$; $R_{\text{э}} = 0 \text{ Ом}$; $\beta_0 = 113$; $f_{\text{Т}} = f_{\text{НОМ}} = 3 \text{ ГГц}$; $U_{\text{кэ.мах}} = 30 \text{ В}$; $I_{\text{к.мах}} = 400 \text{ мА}$. По формуле (1.2) найдем значение емкости конденсатора $C_{\text{к}}$, при котором производилось измерение $\tau_{\text{с}}$ и значение $C_{\text{к}}$ в рабочей точке: $C_{\text{к}}(U_{\text{кэ}} = 10 \text{ В}) = 4,3 \text{ пФ}$; $C_{\text{к}}(U_{\text{кэ0}} = 11 \text{ В}) = 4,1 \text{ пФ}$. Теперь по (1.1) определим: $r_{\text{б}} = 1,07 \text{ Ом}$; $r_{\text{э}} = 0,32 \text{ Ом}$; $\alpha = 0,991$; $C_{\text{э}} = 166 \text{ пФ}$.

Используя соотношения (1.3) найдем значения элементов однонаправленной модели, приведенной на рис. 1.3: $L_{\text{ВХ}} = 3,55 \text{ нГн}$; $R_{\text{ВХ}} = 1,07 \text{ Ом}$; $C_{\text{ВЫХ}} = 4,1 \text{ пФ}$; $L_{\text{ВЫХ}} = 2 \text{ нГн}$; $R_{\text{ВЫХ}} = 75 \text{ Ом}$.

Значения элементов низкочастотной модели (рис. 1.5), в соответствии с (1.5), равны: $R_{\text{ВХ}} = 37,5 \text{ Ом}$; $C_{\text{ВХ}} = 526 \text{ пФ}$; $S = 2,99$; $C_{\text{ВЫХ}} = 17,2 \text{ пФ}$; $R_{\text{ВЫХ}} = 75 \text{ Ом}$.

Глава 2

Схемы стабилизации рабочей точки и напряжения базового смещения транзисторов мощных усилителей

Для устранения влияния температуры окружающей среды, детекторного эффекта и других дестабилизирующих факторов на режимы работы транзисторов проектируемых усилителей, а также для линеаризации их амплитудных характеристик используются различные схемы стабилизации режимов. Наиболее эффективными из них являются схема активной коллекторной стабилизации, применяемая в СУМ, и схема стабилизации напряжения базового смещения, применяемая в ПУМ [11].

2.1. Расчет элементов схемы активной коллекторной стабилизации

В высокочастотных СУМ традиционным является использование транзисторов в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой (ФРТ) [11]. Использование режимов с отсечкой, в таких усилителях, неприемлемо по следующим причинам. В диапазоне частот выше $0,01...0,05f_T$ ввиду неминимально-фазового сдвига сигнала в транзисторе и фазового сдвига, обусловленного конечным временем распространения сигнала в цепи обратной связи, нет возможности для построения усилителей с глубокой общей отрицательной обратной связью, обеспечивающей уменьшение искажений формы выходного сигнала [12]. Реализация глубокой местной отрицательной обратной связи для минимизации искажений невозможна, во-первых, из-за малого коэффициента усиления активного элемента в верхней части рабочего диапазона частот, а во-вторых, в силу того, что использование отрицательной обратной связи в мощных усилителях связано с поглощением значительной части выходной мощности в резистивных элементах цепи отрицательной обратной связи [11, 13].

Стабилизация рабочей точки мощных транзисторов, работающих в режиме класса А, осуществляется как правило благодаря ис-

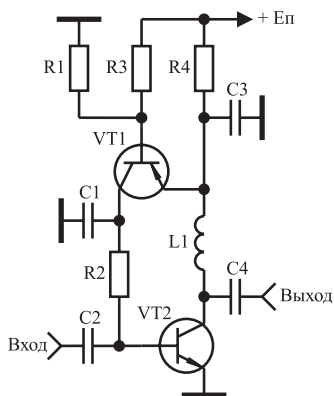


Рис. 2.1. Схема усилительного каскада с активной коллекторной стабилизацией

пользованию схемы активной коллекторной стабилизации, впервые описанной в [14] и нашедшей применение в ряде практических схем усилителей [15, 16].

Принципиальная схема усилительного каскада с активной коллекторной стабилизацией приведена на рис. 2.1.

Физика работы схемы активной коллекторной стабилизации заключается в следующем. Напряжение на базе транзистора VT1 зафиксировано базовым делителем на резисторах R1 и R3. Поэтому при увеличении коллекторного тока транзистора VT2, вызванного изменением температуры либо детекторным эффектом, и увеличении, вследствие этого, напряжения на резисторе R4, уменьшается напряжение на переходе база-эмиттер транзистора VT1. Это ведет к уменьшению его коллекторного тока, который является базовым током транзистора VT2, что, в свою очередь, препятствует дальнейшему росту коллекторного тока транзистора VT2. И, наоборот, при уменьшении коллекторного тока транзистора VT2 транзистор VT1 открывается, увеличивая базовый ток транзистора VT2.

Как показано в [17] при условии:

$$U_{R4} \geq 1B, \quad (2.1)$$

где U_{R4} — напряжение на резисторе R4, изменение температуры окружающей среды от -60°C до $+60^\circ\text{C}$ приводит к нестабильности тока покоя транзистора VT2 не превышающей 2 %. Поэтому можно рекомендовать выбор напряжения на резисторе R4 исходя из условия (2.1).

Согласно [3, 18], при заданном выходном напряжении $U_{\text{вых}}$ и заданном сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$, требуемые напряжение коллектор-эмиттер $U_{\text{кэо2}}$ и ток коллектора $I_{\text{к02}}$ в рабочей точке транзистора VT2 могут быть найдены из выражений:

$$\begin{aligned} U_{\text{кэо2}} &= U_{\text{вых}} + U_{\text{ост}}; \\ I_{\text{к02}} &= 1,1 \cdot U_{\text{вых}} / R_{\text{н}}, \end{aligned} \quad (2.2)$$

где $U_{\text{ост}}$ — остаточное напряжение, составляющее для мощных транзисторов значение равное 0,5 ... 2 В [4].

Поэтому будем считать, что $U_{кэ02}$ и $I_{к02}$ известны. Кроме того, так как напряжение на переходе база-эмиттер открытого кремниевого транзистора примерно равно 0,7 В, будем полагать известными напряжения база-эмиттер транзисторов VT1 и VT2 $U_{бэ1}$ и $U_{бэ2}$.

В этом случае расчет элементов схемы стабилизации сводится к следующему [17]. По известному значению напряжения $U_{кэ02}$, с учетом соотношения (2.1), выбирается напряжение питания $E_{п}$ и определяется величина резистора R4:

$$\begin{aligned} E_{п} &= U_{кэ02} + U_{R4}; \\ R4 &= (E_{п} - U_{кэ02})/I_{к02}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Рассчитываются ток $I_{к01}$ и напряжение $U_{кэ01}$ в рабочей точке транзистора VT1:

$$\begin{aligned} I_{к01} &= I_{к02}/\beta_{02}; \\ U_{кэ01} &= U_{кэ02}/2, \end{aligned} \quad (2.4)$$

где β_{02} — статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером транзистора VT2.

Выбор напряжения $U_{кэ01}$ по (2.4) обусловлен тем, что при изменении температуры ток $I_{к01}$ должен иметь возможность изменяться как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения относительно своего номинального значения.

После выбора транзистора VT1, по известным $I_{к01}$ и $U_{кэ01}$, определяется величина резистора R2:

$$R2 = (U_{кэ02} - U_{кэ01} - U_{бэ2})/I_{к01}, \quad (2.5)$$

и ток базового делителя транзистора VT1:

$$I_{д} \geq 5 I_{к01}/\beta_{01}, \quad (2.6)$$

где β_{01} — статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером транзистора VT1.

По выбранному значению $I_{д}$ рассчитываются номиналы резисторов R1 и R3:

$$\begin{aligned} R1 &= (E_{п} - U_{R4} - U_{бэ1})/I_{д}, \\ R3 &= (U_{R4} + U_{бэ1})/I_{д}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Конденсаторы C1 и C3 выбираются равными 0,1...1 мкФ типа К10-17 и служат для разрыва петли активной обратной связи на высоких частотах, где обратная связь начинает носить комплексный характер и возможно самовозбуждение схемы.

Дроссель L_1 необходим для исключения возможности шунтирования нагрузки коллекторной цепью транзистора VT_2 на частотах сигнала, и выбирается из условия:

$$2\pi f_H L_1 \geq 10R_H \quad (2.8)$$

где f_H — нижняя граничная частота полосы пропускания разрабатываемого усилителя.

Пример 2.1. Рассчитать номиналы элементов схемы стабилизации (рис. 2.1) усилительного каскада, реализованного на транзисторе КТ939А, при условиях: $R_H = 50$ Ом; $U_{\text{вых}} = 10$ В; $f_H = 1$ МГц.

Решение. Для транзистора КТ939А [4] $\beta_0 = 113$, а $U_{\text{ост}} = 1$ В.

Используя (2.2) найдем требуемые значения напряжения и тока в рабочей точке: $U_{\text{кэо}2} = 11$ В; $I_{\text{к}02} = 0,22$ А. Примем $U_{R4} = 1$ В и по (2.3) определим: $E_{\text{п}} = 12$ В; $R_4 = 4,5$ Ом.

Для транзистора VT_1 по (2.4) найдем: $I_{\text{к}01} = 2$ мА; $U_{\text{кэо}1} = 5,5$ В.

В качестве транзистора VT_1 может быть выбран любой низкочастотный с допустимой рассеиваемой мощностью коллектора превышающей значение: $P_{\text{к,доп}} \geq I_{\text{к}01} U_{\text{кэо}1}$. Исходя из этого, выберем транзистор КТ361Б, имеющий $\beta_{01} = 120$ [4]. По (2.5) и (2.6) найдем: $R_2 = 2400$ Ом; $I_{\text{д}} = 0,1$ мА.

Теперь по (2.7) получим: $R_1 = 103$ кОм; $R_3 = 17$ кОм. И, наконец, используя (2.8) рассчитаем: $L_1 = 80$ мкГн.

2.2. Расчет элементов схемы стабилизации напряжения базового смещения

В высокочастотных ПУМ для стабилизации угла отсечки транзисторов при изменении уровня усиливаемого сигнала и температуры радиатора, на котором устанавливаются эти транзисторы, а также для линеаризации начального участка амплитудной характеристики разрабатываемого усилителя используются стабилизаторы напряжения базового смещения [19, 20].

Принципиальная схема усилительного каскада со стабилизатором напряжения базового смещения приведена на рис. 2.2.

Физика работы схемы стабилизации напряжения базового смещения, собранного на транзисторах VT_1 и VT_3 , заключается в следующем. Напряжение смещения подается на базу транзистора усилительного каскада VT_2 с эмиттера транзистора VT_1 и равно около 0,7 В. При подаче усиливаемого сигнала на вход каскада, напряжение на обкладке конденсатора C_2 , подключенной к базе транзистора VT_2 , начинает уменьшаться, что связано с нелинейностью его входной характеристики. Поэтому без использования схемы стабилизации угол отсечки уменьшается с увеличением

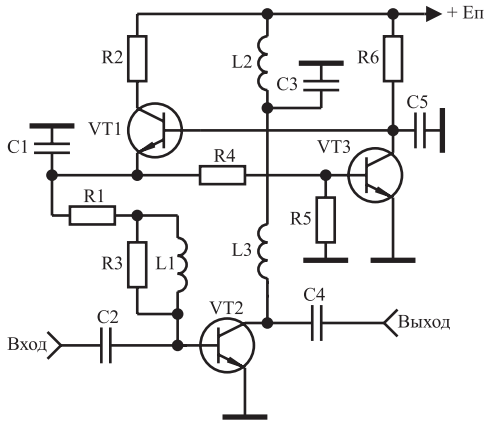


Рис. 2.2. Схема усилительного каскада со стабилизатором напряжения базового смещения

уровня усиливаемого сигнала. Малое выходное сопротивление схемы стабилизации по постоянному току препятствует этому. При нагревании транзистора VT2 и неизменном напряжении базового смещения угол отсечки увеличивается, поэтому транзистор может выйти из строя. Схема стабилизации препятствует этому, так как транзистор VT3 также нагревается, его выходное сопротивление уменьшается и благодаря этому уменьшается напряжение базового смещения транзистора VT2.

Методика расчета стабилизатора напряжения базового смещения заключается в следующем [21].

Вначале по требуемой выходной мощности и заданному частотному диапазону разрабатываемого усилителя выбирается транзистор VT2. Напряжение источника питания $E_{\text{п}}$ схемы (рис. 2.2) следует брать равным напряжению, рекомендованному в справочной литературе для используемого транзистора VT2 [4]. В этом случае оптимальное сопротивление нагрузки транзистора VT2, на которое он отдает максимальную мощность, определяется из соотношения [22]:

$$R_{\text{опт}} = \frac{(E_{\text{п}} - U_{\text{ост}})^2}{2P_{\text{вых. макс}}}, \quad (2.9)$$

где $P_{\text{вых. макс}}$ — максимальное значение выходной мощности, отдаваемой транзистором, справочная величина [4];

$$U_{\text{ост}} = 0,5 \dots 2 \text{ В.}$$

В случае выбора $R_{\text{опт}}$ по (2.9) максимальное значение амплитуды первой гармоники сигнала в нагрузке $U_{\text{вых.м}}$ и максимальное значение выходной мощности каскада $P_{\text{вых.м}}$ рассчитываются по формулам [3, 18]:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых.м}} &= (E_{\text{п}} - U_{\text{ост}}); \\ P_{\text{вых.м}} &= \frac{U_{\text{вых.м}}^2}{2R_{\text{опт}}}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Если требуемая выходная мощность $P_{\text{вых.тр}}$ каскада на транзисторе VT2 меньше значения определяемого выражением (2.10), расчет необходимого значения сопротивления нагрузки транзистора $R_{\text{н.тр}}$ осуществляется по соотношению:

$$R_{\text{н.тр}} = \frac{U_{\text{вых}}^2}{2P_{\text{вых.тр}}}. \quad (2.11)$$

Максимальное значение постоянной составляющей тока коллектора $I_{\text{ком}}$ транзистора VT2, с учетом вышесказанного, равно:

$$I_{\text{ком}} = (E_{\text{п}} - U_{\text{ост}})/R_{\text{опт}}, \quad (2.12)$$

а максимальное значение тока базы:

$$I_{\text{бom}} = I_{\text{ком}}/\beta_0, \quad (2.13)$$

где β_0 — статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером транзистора VT2.

Коллекторный ток транзистора VT1 является базовым током транзистора VT2. При максимальном значении тока $I_{\text{бom}}$ напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT1 минимально U_{min1} и для его стабильной работы должно быть не менее 5 В. Поэтому величина резистора R2 рассчитывается из соотношения:

$$R2 \leq \frac{(E_{\text{п}} - U_{\text{min1}} - U_{\text{бэо}})}{I_{\text{бom}}}, \quad (2.14)$$

где $U_{\text{min1}} = 5$ В;

$U_{\text{бэо}} = 0,7$ В — напряжение на переходе база-эмиттер транзистора VT2 в точке покоя.

Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе VT1, равна величине:

$$P_{\text{рас1}} = \frac{E_{\text{п}}^2}{4R2}, \quad (2.15)$$

а максимальные значения напряжения коллектор-эмиттер $U_{кэ\max 1}$ и тока коллектора $I_{к\max 1}$ равны:

$$U_{кэ\max 1} = Eп; I_{к\max 1} = Eп/R2. \quad (2.16)$$

Соотношения (2.15), (2.16) используются для выбора транзистора VT1, который желательно выбирать низкочастотным для исключения возможности самовозбуждения схемы. Как правило, транзистор VT3 используется того же типа, что и транзистор VT1, так как в этом случае облегчается настройка стабилизатора напряжения базового смещения.

Известно [23], что при заданном токе базы коллекторный ток транзистора растет с ростом напряжения коллектор-эмиттер. В каскаде, работающем в режиме с отсечкой коллекторного тока, увеличение амплитуды входного воздействия приводит к увеличению напряжения коллектор-эмиттер, при котором происходит открывание транзистора [3]. Поэтому в случае неизменного базового смещения угол отсечки будет увеличиваться с увеличением амплитуды входного воздействия, что может вызвать выгорание транзистора. С целью устранения указанного недостатка в схему введен резистор R1. С увеличением напряжения коллектор-эмиттер транзистора VT2, при котором происходит их открывание, растет и постоянная составляющая его базового тока. Падение напряжения на резисторе R1 увеличивается, в результате чего происходит стабилизация угла отсечки с изменением амплитуды входного воздействия. Величина сопротивления резистора R1 может быть рассчитана по эмпирическому выражению:

$$R1[\text{Ом}] = 30/I_{к.\max}[\text{А}], \quad (2.17)$$

где $I_{к.\max}$ — максимально допустимый ток коллектора транзистора VT2 в амперах, справочная величина.

Резистор R4 стоит в цепи обратной связи, слабо влияет на работу схемы стабилизатора и его величина может быть выбрана в пределах 30...70 Ом.

Требуемый угол отсечки тока коллектора транзистора VT2 устанавливается подбором номинала резистора R5, стоящего в цепи базы транзистора VT3. При отсутствии резистора R5 коллекторный ток транзистора VT2 в режиме молчания составляют несколько миллиампер. При подключении R5 напряжение на базе транзистора VT3 уменьшается, что приводит к увеличению его сопротивления. Напряжение на базе транзистора VT1 возрастает, и увеличивается ток коллектора транзистора VT2 в режиме молчания. Получить расчетные соотношения для выбора величины сопротивления

резистора R5 затруднительно. На основе экспериментальных исследований различных схемных решений построения ПУМ [19, 24, 25] установлено, что для линейризации начального участка их амплитудных характеристик величину сопротивления резистора R5 необходимо выбирать в пределах 100...500 Ом.

При отсутствии резистора R5 с помощью выбора величины резистора R6 устанавливается коллекторный ток транзистора VT2 в режиме молчания. При увеличении величины резистора R6 коллекторный ток в режиме молчания уменьшается и наоборот. Для возможности линейризации амплитудной характеристики усилителя этот ток следует выбирать равным 10...50 мА, что соответствует выбору R6 в пределах 1...3 кОм.

Индуктивность L1 устраняет шунтирующее действие низкоомного сопротивления R1, включенного параллельно входному сопротивлению транзистора VT2, и может быть выбрана из условия:

$$L1[\text{мкГн}] \geq 20/f_{\text{ср}}[\text{МГц}], \quad (2.18)$$

где $f_{\text{ср}} = (f_{\text{н}} + f_{\text{в}})/2$ — средняя частота полосы пропускания усилителя в МГц;

$f_{\text{в}}$, $f_{\text{н}}$ — верхняя и нижняя граничные частоты усилителя.

Резистор R3 повышает устойчивость усилителя и выбирается равным 24...30 Ом.

Пример 2.2. Для примера осуществим расчет стабилизатора напряжения базового смещения выходного каскада усилителя (рис. 2.2), предназначенного для работы в составе радиостанции диапазона 140...150 МГц с выходной мощностью до 110 Вт.

Решение. В соответствии с описанной выше методикой расчета по заданной выходной мощности и диапазону рабочих частот в качестве VT2 выберем транзистор 2Т971А.

По справочным данным транзистора 2Т971А [4] найдем: $E_{\text{п}} = 28$ В; $U_{\text{ост}} = 1$ В; $P_{\text{вых.мак}} = 150$ Вт; $\beta_0 = 50$. С помощью соотношений (2.9), (2.12)–(2.14) определим: $R_{\text{опт}} = 2,4$ Ом; $I_{\text{ком}} = 11,2$ А; $I_{\text{бом}} = 0,23$ А; $R2 \leq 97$ Ом.

Для снижения мощности, рассеиваемой на резисторе R2, выберем его равным 24 Ом.

С целью повышения надежности разрабатываемого усилителя примем в дальнейшем $E_{\text{п}} = 24$ В [19, 24, 25]. Согласно (2.15), (2.16) максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе VT1 $P_{\text{рас1}}$, а также максимальные значения $U_{\text{кэмак1}}$ и $I_{\text{кэмак1}}$ равны: $P_{\text{рас1}} = 1,5$ Вт; $U_{\text{кэмак1}} = 24$ В; $I_{\text{кэмак1}} = 0,25$ А. Исходя из этого, в качестве транзисторов VT1 и VT3 выберем КТ815Г.

Из (2.17) найдем: $R1 = 1,8$ Ом. Резистор R4 примем равным 43 Ом, резистор R6 = 2 кОм, а резистор R3 = 24 Ом.

По (2.18) определим: $L1 = 140$ нГн.

По (2.10) рассчитаем: $P_{\text{вых.м}} = 110$ Вт.

Глава 3

Проектирование выходных цепей коррекции, согласования и фильтрации

Построение согласующе-фильтрующих устройств высокочастотных усилителей мощности радиопередатчиков основано на использовании выходных согласующих цепей, широкополосных трансформаторов импедансов на ферритах, полосовых трансформаторов импедансов, выполненных в виде фильтров нижних частот и полосовых фильтров, фильтрующих устройств, в качестве которых чаще всего используются фильтры Чебышева и Кауэра.

3.1. Выходная согласующая цепь широкополосного усилителя

При проектировании широкополосных передатчиков малой и средней мощности основной целью применения выходной согласующей цепи усилителя этого передатчика является требование реализации постоянной в заданной полосе рабочих частот величины ощущаемого сопротивления нагрузки внутреннего генератора транзистора выходного каскада. Это необходимо для обеспечения идентичности режимов работы транзистора на разных частотах заданного диапазона, что позволяет отдавать в нагрузку не зависящее от частоты требуемое значение выходной мощности [11, 18].

Поставленная цель достигается включением выходной емкости транзистора выходного каскада в фильтр нижних частот, используемый в качестве выходной согласующей цепи [18]. Принципиальная схема усилительного каскада с выходной согласующей цепью приведена на рис. 3.1, эквивалентная схема включения выходной согласующей цепи по переменному току — на рис. 3.2, где L_2 , C_5 — элементы выходной согласующей цепи, $Z_{\text{ош}}$ — ощущаемое сопротивление нагрузки внутреннего генератора транзистора выходного каскада.

При работе усилителя без выходной согласующей цепи модуль коэффициента отражения $|S_{\text{оe}}|$ ощущаемого сопротивления нагрузки внутреннего генератора транзистора равен [18]:

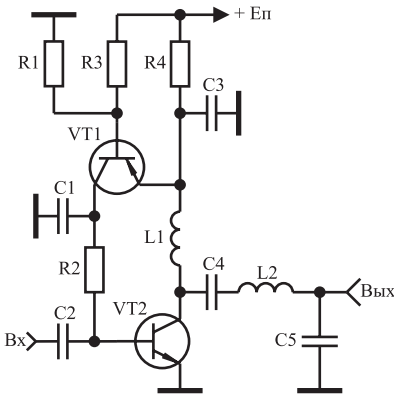


Рис. 3.1. Схема включения выходной согласующей цепи

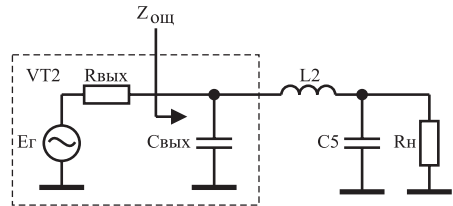


Рис. 3.2. Эквивалентная схема включения выходной согласующей цепи

$$|S_{\text{оц}}| = \frac{\omega C_{\text{ввых}} R_{\text{н}}}{\sqrt{2 + (\omega C_{\text{ввых}} R_{\text{н}})^2}}, \quad (3.1)$$

где ω — текущая круговая частота.

В этом случае относительные потери выходной мощности, обусловленные наличием $C_{\text{ввых}}$, составляют величину [18]:

$$\frac{P_{\text{ввых max}}(\omega) - P_{\text{ввых}}(\omega)}{P_{\text{ввых max}}(\omega)} = 1 - \frac{1 - |S_{\text{оц}}|^2}{1 + |S_{\text{оц}}|^2}, \quad (3.2)$$

где $P_{\text{ввых max}}(\omega)$ — максимальное значение выходной мощности на частоте ω при условии равенства нулю $C_{\text{ввых}}$;

$P_{\text{ввых}}(\omega)$ — максимальное значение выходной мощности на частоте ω при наличии $C_{\text{ввых}}$.

Описанная в [18] методика, разработанная Фано, позволяет при заданных $C_{\text{ввых}}$ и верхней граничной частоте $f_{\text{в}}$ полосы пропускания разрабатываемого усилителя рассчитать такие значения элементов выходной согласующей цепи $L2$ и $C5$, которые обеспечивают минимально возможную величину максимального значения модуля коэффициента отражения $|S_{\text{оц}}|_{\text{max}}$ в полосе частот от нуля до $f_{\text{в}}$. В табл. 3.1 приведены взятые из [18] нормированные значения элементов $C_{\text{ввых}}$, $L2$, $C5$, а также коэффициент ν , определяющий величину ощущаемого сопротивления нагрузки $R_{\text{оц}}$ относительно которого вычисляется $|S_{\text{оц}}|_{\text{max}}$.