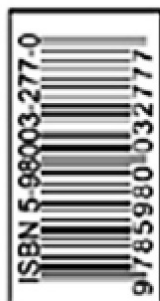


Библиотека
Инженера

Титов А. А.

Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ

Расчет, изготовление, настройка



Описание схемных решений

Методики изготовления

28 макетов усилителей

СОЛОН



Находка для специалиста!

Серия «Библиотека инженера»

А. А. Титов

**Транзисторные
усилители мощности
МВ и ДМВ**

(Расчет, изготовление, настройка)

**Москва
СОЛОН-ПРЕСС
2016**

УДК 621.396
ББК 32.844
Т45

А. А. Титов

Т45 Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. — М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2016. — 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, радиолобителей, 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», 2016
© Титов А. А., 2016

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 раздельным 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

Предисловие

Усилители мощности являются наиболее распространенными устройствами, входящими в состав многих радиотехнических систем и комплексов. Вопросам построения отдельных узлов, методикам расчета элементов, описанию применяемых схемных решений и особенностям их настройки посвящено большое количество публикаций. Однако в известной научной, учебной и радиолюбительской литературе, посвященной разработке высокочастотных усилителей мощности, практически отсутствуют работы, в которых последовательно рассмотрены шаги по выбору схемных решений, расчету, описанию особенностей изготовления и настройки усилителей.

Настоящая книга имеет своей целью восполнить указанный пробел и представляет собой попытку последовательного изложения вопросов схемотехнической реализации, расчета узлов, методик настройки усилителей, приведенных в удобном для проектирования виде.

В книге собраны наиболее известные и эффективные схемные решения построения сверхширокополосных и полосовых усилителей мощности ОВЧ и УВЧ-диапазонов, а методики их расчета, проиллюстрированные многочисленными примерами, для краткости даны без выводов. Ссылки на литературу позволяют найти, при необходимости, доказательства справедливости приведенных соотношений.

Первые пять разделов книги посвящены расчету схем стабилизации режимов работы транзисторов по постоянному току и проектированию цепей коррекции, согласования, фильтрации и формирования амплитудно-частотных характеристик усилителей.

В разделах с шестого по девятый рассмотрены методы повышения выходной мощности рассматриваемых усилителей.

В десятом разделе рассмотрены вопросы защиты усилителей от перегрузок.

Одиннадцатый и двенадцатый разделы посвящены описанию схемных решений и особенностей настройки сверхширокополосных и полосовых усилителей мощности с представлением чертежей печатных плат и фотографий макетов.

Контактный адрес автора: titov_aa@rk.tusur.ru

Основные сокращения и условные обозначения

- АРН — автоматическая регулировка напряжения питания.
АРР — автоматическая регулировка режима.
АРТ — автоматическая регулировка потребляемого тока.
АЧХ — амплитудно-частотная характеристика.
КПД — коэффициент полезного действия.
КСВН — коэффициент стоячей волны напряжения.
КЦ — корректирующая цепь.
НО — направленный ответвитель.
ОВЧ-диапазон — диапазон очень высоких частот (30...300 МГц).
ПУМ — полосовой (с полосой менее октавы) усилитель мощности.
СУМ — сверхширокополосный (многооктавный) усилитель мощности.
ТВ — телевизионный.
УВЧ — усилитель верхних частот.
УВЧ-диапазон — ультравысокочастотный диапазон (0,3...3 ГГц).
УНЧ — усилитель нижних частот.
ФВЧ — фильтр верхних частот.
ФНЧ — фильтр нижних частот.
ФРТ — фиксированная рабочая точка.
ЧРЦ — частотно-разделительные цепи.
ЭДС — электродвижущая сила.
 E_r — амплитуда ЭДС источника сигнала.
 $E_{п.м}$ — максимальное значение напряжения питания.
 f — текущая частота несущего колебания.
 f_B — верхняя частота полосы пропускания усилительного каскада.
 $f_{BУНЧ}$ — верхняя граничная частота усилителя нижних частот.
 $f_{пюм}$ — частота, на которой коэффициент усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования равен единице.
 $f_{нУВЧ}$ — нижняя граничная частота усилителя верхних частот.
 $f_{ст}$ — частота стыковки частотно-разделительных цепей.
 f_T — граничная частота коэффициента усиления тока базы биполярного транзистора.

- $G_{\text{иом}12}$ — коэффициент усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования.
- $I_{\text{к}}$ — ток коллектора.
- $I_{\text{к.нач}}$ — начальное значение тока коллектора полосового усилителя мощности, работающего в режиме с отсечкой коллекторного тока.
- $I_{\text{к0}}$ — ток в рабочей точке биполярного транзистора.
- $I_{\text{с0}}$ — ток в рабочей точке полевого транзистора.
- $I_{\text{мв}}$ — амплитуда выходного тока усилительного каскада.
- $I_{\text{п.м}}$ — максимальное значение потребляемого тока.
- $P_{\text{Азв}}$ — требуемая мощность радиосигнала звукового сопровождения в антенне.
- $P_{\text{Аиз}}$ — требуемая мощность радиосигнала изображения в антенне.
- $P_{\text{вх}}$ — мощность входного сигнала.
- $P_{\text{вых.Б}}$ — максимальное значение выходной мощности каскада с безинерционной системой автоматической регулировки режима.
- $P_{\text{вых.И}}$ — максимальное значение выходной мощности каскада с инерционной системой автоматической регулировки режима.
- $P_{\text{вых.п}}$ — максимальное значение выходной мощности усилительного каскада.
- $P_{\text{вых.мах}}$ — максимальное значение выходной мощности, отдаваемой транзистором.
- $P_{\text{вых.Ф}}$ — максимальное значение выходной мощности каскада с фиксированной рабочей точкой.
- $P_{\text{зв}}$ — мощность радиосигнала звукового сопровождения на выходе полосового усилителя мощности.
- $P_{\text{из}}$ — мощность радиосигнала изображения на выходе полосового усилителя мощности.
- $P_{\text{к.доп}}$ — максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора.
- $P_{\text{рас}}$ — мощность, рассеиваемая на транзисторе.
- p — комплексная переменная.
- $R_{\text{г}}$ — сопротивление источника сигнала.
- $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки.
- $R_{\text{н-}}$ — сопротивление нагрузки каскада по переменному току.
- $S_{21(p)}$ — передаточная характеристика усилительного каскада.
- T — период колебания.
- $U_{\text{мв}}$ — амплитуда выходного напряжения усилительного каскада.
- $U_{\text{мвм}}$ — максимальное значение амплитуды выходного напряжения усилительного каскада.

- $U_{кэ}$ — напряжение коллектор-эмиттер.
 $u_{вых}$ — мгновенное значение выходного напряжения.
 β_0 — дифференциальный коэффициент передачи тока биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером.
 ΔK — сжатие коэффициента усиления.
 $\Delta\omega$ — абсолютная расстройка.
 ξ — коэффициент использования транзистора по напряжению.
 ψ — коэффициент использования транзистора по току.
 Ω — круговая частота модулирующего колебания.
 Ω_0 — заданная относительная расстройка.
 Ω_m — максимальное значение круговой частоты огибающей усиленного ВЧ-сигнала.
 $\Omega_{н}$ — нормированная частота.
 ω — круговая частота несущего колебания.
 ω_v — верхняя круговая частота полосы пропускания сверхширокополосного усилителя мощности, либо центральная круговая частота полосового усилителя мощности.

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_b , L_c , L_k , C_k , R_c . Другие элементы могут быть найдены по известным справочным данным из соотношений [5]:

$$\begin{aligned}r_b &= \tau_c / C_k; \\r_c[\text{Ом}] &= 26 / I_{c0}[\text{мА}] + 3 / \sqrt{I_{c0}[\text{мА}]}; \\C_c &= 1 / 2\pi f_T r_c; \\ \alpha &= \beta_0 / (1 + \beta_0),\end{aligned}\tag{1.1}$$

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;

$I_{c0}[\text{мА}]$ — ток эмиттера в рабочей точке в мА.

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

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

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

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

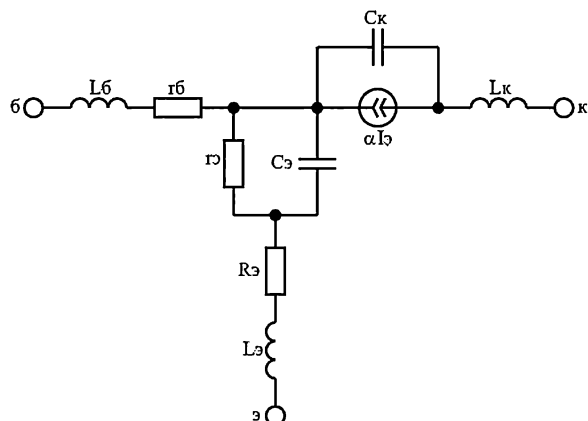


Рис. 1.1. Инерционная малосигнальная эквивалентная схема замещения биполярного транзистора

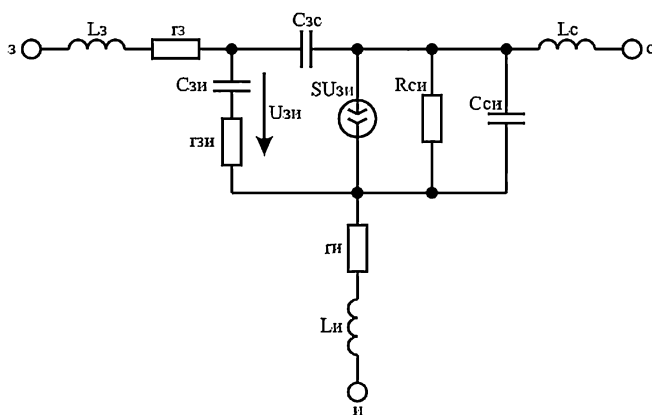


Рис. 1.2. Инерционная малосигнальная эквивалентная схема замещения полевого транзистора

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.

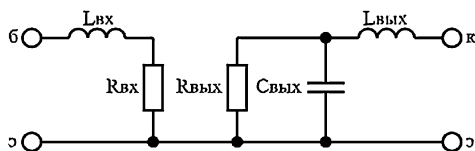


Рис. 1.3. Однонаправленная модель биполярного транзистора

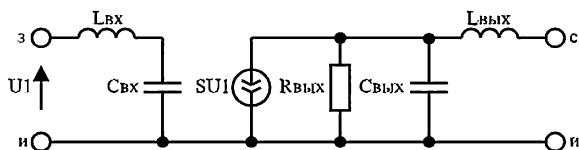


Рис. 1.4. Однонаправленная модель полевого транзистора

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

$$\begin{aligned}
 L_{ВХ} &= L_б + L_э; \\
 R_{ВХ} &= r_б; \\
 C_{ВЫХ} &= C_к; \\
 L_{ВЫХ} &= L_к; \\
 R_{ВЫХ} &= U_{кэ, \max} / I_{к, \max},
 \end{aligned}
 \tag{1.3}$$

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 дополняется

ся коэффициентом усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования $G_{\text{ПюМ12}}$, [3], равным:

$$G_{\text{ПюМ12}} = (f_{\text{ПюМ}}/f)^2, \quad (1.4)$$

где $f_{\text{ПюМ}}$ — 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].

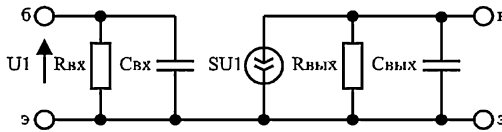


Рис. 1.5. Низкочастотная однонаправленная модель биполярного транзистора

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

$$\begin{aligned} R_{\text{вх}} &= r_6 + r_3(1 + \beta_0); \\ C_{\text{вх}} &= \frac{\tau}{r_6} \left(1 + \frac{SR_{\text{ЭКВ}} C_{\text{к}}}{C_{\text{к}} + C_3} \right); \\ S &= \frac{\alpha_0 \tau}{r_6 r_3 (C_{\text{к}} + C_3)}; \\ C_{\text{вых}} &= C_{\text{к}}(1 + Sr_6); \\ R_{\text{вых}} &= U_{\text{кэ, max}}/I_{\text{к, max}}, \end{aligned} \quad (1.5)$$

где $\tau = r_6 r_3 (1 + \beta_0)(C_{\text{к}} + C_3)/[r_6 + r_3(1 + \beta_0)]$;

$$R_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{вых}} R_{\text{н}} / (R_{\text{вых}} + R_{\text{н}});$$

$R_{\text{н}}$ — 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 однонаправленную модели (рис. 1.3 и 1.5), при условиях: $U_{\text{кэ0}} = 11$ В; $I_{\text{э0}} = 0,22$ А; $R_{\text{н}} = 75$ Ом.

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

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

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

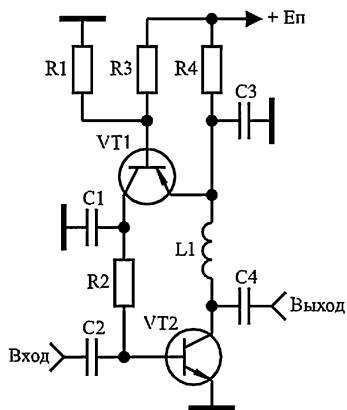


Рис. 2.1. Схема усилительного каскада с активной коллекторной стабилизацией

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, уменьшится 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 $I_{\text{кэо2}}$ в рабочей точке транзистора VT2 могут быть найдены из выражений:

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

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

Поэтому будем считать, что $U_{кэо2}$ и $I_{кo2}$ известны. Кроме того, так как напряжение на переходе база-эмиттер открытого кремнивого 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 $U_{кэо2}$, с учетом соотношения (2.1), выбирается напряжение питания $E_{п}$ и определяется величина резистора R4:

$$\begin{aligned} E_{п} &= U_{кэо2} + U_{R4}; \\ R4 &= (E_{п} - U_{кэо2})/I_{кo2}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Рассчитываются ток $I_{кo1}$ и напряжение $U_{кэо1}$ в рабочей точке транзистора VT1:

$$\begin{aligned} I_{кo1} &= I_{кo2}/\beta_{o2}; \\ U_{кэо1} &= U_{кэо2}/2, \end{aligned} \quad (2.4)$$

где β_{o2} — статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером транзистора VT2.

Выбор напряжения $U_{кэо1}$ по (2.4) обусловлен тем, что при изменении температуры ток $I_{кo1}$ должен иметь возможность изменяться как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения относительно своего номинального значения.

После выбора транзистора VT1, по известным $I_{кo1}$ и $U_{кэо1}$, определяется величина резистора R2:

$$R2 = (U_{кэо2} - U_{кэо1} - U_{бэ2})/I_{кo1}, \quad (2.5)$$

и ток базового делителя транзистора VT1:

$$I_{д} \geq 5 I_{кo1}/\beta_{o1}, \quad (2.6)$$

где β_{o1} — 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 $L1$ необходим для исключения возможности шунтирования нагрузки коллекторной цепью транзистора $VT2$ на частотах сигнала, и выбирается из условия:

$$2\pi f_{\Pi} L1 \geq 10R_{\Pi} \quad (2.8)$$

где f_{Π} — 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: $R_{\Pi} = 50 \text{ Ом}$; $U_{\text{вых}} = 10 \text{ В}$; $f_{\Pi} = 1 \text{ МГц}$.

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

Используя (2.2) найдем требуемые значения напряжения и тока в рабочей точке: $U_{\text{кэо2}} = 11 \text{ В}$; $I_{\text{кo2}} = 0,22 \text{ А}$. Примем $U_{R4} = 1 \text{ В}$ и по (2.3) определим: $E_{\Pi} = 12 \text{ В}$; $R4 = 4,5 \text{ Ом}$.

Для транзистора $VT1$ по (2.4) найдем: $I_{\text{кo1}} = 2 \text{ мА}$; $U_{\text{кэo1}} = 5,5 \text{ В}$.

В качестве транзистора $VT1$ может быть выбран любой низкочастотный с допустимой рассеиваемой мощностью коллектора превышающей значение: $R_{\text{к.доп1}} \geq I_{\text{кo1}} U_{\text{кэo1}}$. Исходя из этого, выберем транзистор КТ361Б, имеющий $\beta_{01} = 120$ [4]. По (2.5) и (2.6) найдем: $R2 = 2400 \text{ Ом}$; $I_{\text{д}} = 0,1 \text{ мА}$.

Теперь по (2.7) получим: $R1 = 103 \text{ кОм}$; $R3 = 17 \text{ кОм}$. И, наконец, используя (2.8) рассчитаем: $L1 = 80 \text{ мкГн}$.

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 $VT1$ и $VT3$, заключается в следующем. Напряжение смещения подается на базу транзистора усилительного каскада $VT2$ с эмиттера транзистора $VT1$ и равно около $0,7 \text{ В}$. При подаче усиливаемого сигнала на вход каскада, напряжение на обкладке конденсатора $C2$, подключенной к базе транзистора $VT2$, начинает уменьшаться, что связано с нелинейностью его входной характеристики. Поэтому без использования схемы стабилизации угол отсечки уменьшается с увеличением

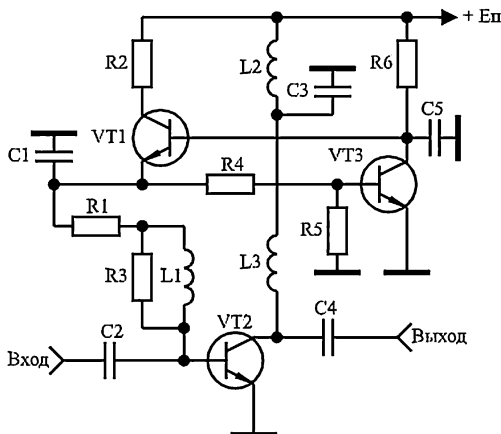


Рис. 2.2. Схема усилительного каскада со стабилизатором напряжения базового смещения

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 $E_{п}$ 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 отдаст максимальную мощность, определяется из соотношения [22]:

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

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 $U_{кэmax1}$ и тока коллектора $I_{кmax1}$ равны:

$$U_{кэmax1} = Eп; I_{кmax1} = Eп/R2. \quad (2.16)$$

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:

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

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 линеаризации 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 линеаризации 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; $P_{\text{вых.макс}} = 150$ 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; $I_{\text{бom}} = 0,23$ 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 $U_{\text{кэмакс1}}$ и $I_{\text{кэмакс1}}$ равны: $P_{\text{рас1}} = 1,5$ Вт; $U_{\text{кэмакс1}} = 24$ В; $I_{\text{кэмакс1}} = 0,25$ 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, $Z_{\text{ощ}}$ — ощущаемое сопротивление нагрузки внутреннего генератора транзистора выходного каскада.

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

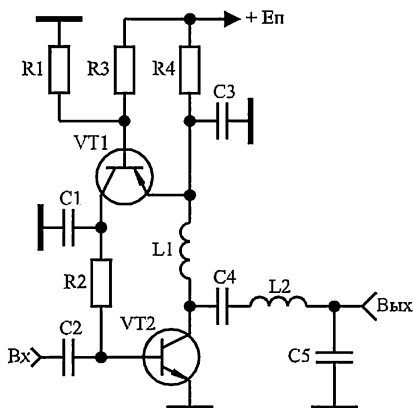


Рис. 3.1. Схема включения выходной согласующей цепи

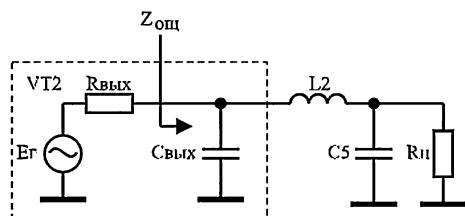


Рис. 3.2. Эквивалентная схема включения выходной согласующей цепи

$$|S_{oc}| = \frac{\omega C_{вых} R_{ш}}{\sqrt{2 + (\omega C_{вых} R_{ш})^2}}, \quad (3.1)$$

где ω — текущая круговая частота.

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

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

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

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

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

Таблица 3.1. Нормированные значения элементов цепи

C5н	L2н	C _{выхн}	S _{ое} _{max}	v
0,1	0,180	0,099	0,000	1,000
0,2	0,382	0,195	0,002	1,001
0,3	0,547	0,285	0,006	1,002
0,4	0,682	0,367	0,013	1,010
0,5	0,788	0,443	0,024	1,020
0,6	0,865	0,513	0,037	1,036
0,7	0,917	0,579	0,053	1,059
0,8	0,949	0,642	0,071	1,086
0,9	0,963	0,704	0,091	1,117
1,0	0,966	0,753	0,111	1,153
1,1	0,958	0,823	0,131	1,193
1,2	0,944	0,881	0,153	1,238
1,3	0,927	0,940	0,174	1,284
1,4	0,904	0,998	0,195	1,332
1,5	0,882	1,056	0,215	1,383
1,6	0,858	1,115	0,235	1,437
1,7	0,833	1,173	0,255	1,490
1,8	0,808	1,233	0,273	1,548
1,9	0,783	1,292	0,292	1,605

Истинные значения элементов рассчитываются по формулам:

$$\begin{aligned} C_{\text{вых}} &= C_{\text{выхн}} / R_{\text{II}} \omega_{\text{B}}; & L2 &= L2н R_{\text{II}} / \omega_{\text{B}}; \\ C5 &= C5н / R_{\text{II}} \omega_{\text{B}}; & R_{\text{оц}} &= R_{\text{II}} / v, \end{aligned} \quad (3.3)$$

где $\omega_{\text{B}} = 2\pi f_{\text{B}}$ — верхняя круговая частота полосы пропускания усилителя.

Пример 3.1. Рассчитать выходную согласующую цепь для усилительного каскада на транзисторе КТ610А ($C_{\text{вых}} = 4$ пФ [4]), при условиях: $R_{\text{H}} = 50$ Ом, $f_{\text{B}} = 600$ МГц. Определить $R_{\text{оц}}$ и уменьшенные выходные мощности на частоте f_{B} при использовании цепи и без нее.

Решение. Найдем $C_{\text{выхн}}$: $C_{\text{выхн}} = 0,7536$. В табл. 3.1 ближайшее значение $C_{\text{выхн}}$ равно 0,753. Этому значению соответствуют: $C5н = 1,0$; $L2н = 0,966$; $|S_{\text{ое}}|_{\text{max}} = 0,111$; $v = 1,153$.

После денормирования по формулам (3.3) получим: $L2 = 12,8$ нГн; $C5 = 5,3$ пФ; $R_{\text{оц}} = 43,4$ Ом.

Используя соотношения (3.1), (3.2) найдем, что при отсутствии выходной согласующей цепи уменьшение выходной мощности на частоте $f_{в}$, обусловленное наличием $C_{\text{вых}}$, составит 1,57 раза, а при ее использовании — 1,025 раза.

3.2. Выходные согласующие трансформаторы широкополосных усилителей мощности

При проектировании широкополосных передатчиков средней и большой мощности одной из основных является задача максимального использования транзистора выходного каскада усилителя по выходной мощности. Оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора, на которое он отдаст максимальную мощность, составляет единицы Ом [18]. Поэтому между выходным каскадом и нагрузкой усилителя включается трансформатор импедансов, реализуемый, как правило, на ферритовых сердечниках и длинных линиях [3, 11, 18]. Принципиальная схема усилительного каскада с трансформатором импедансов, имеющим коэффициент трансформации сопротивления 1:4, приведена на рис. 3.3, а, эквивалентная схема по переменному току — на рис. 3.3, б. На рис. 3.3, в приведен пример использования трансформатора с коэффициентом трансформации 1:9.

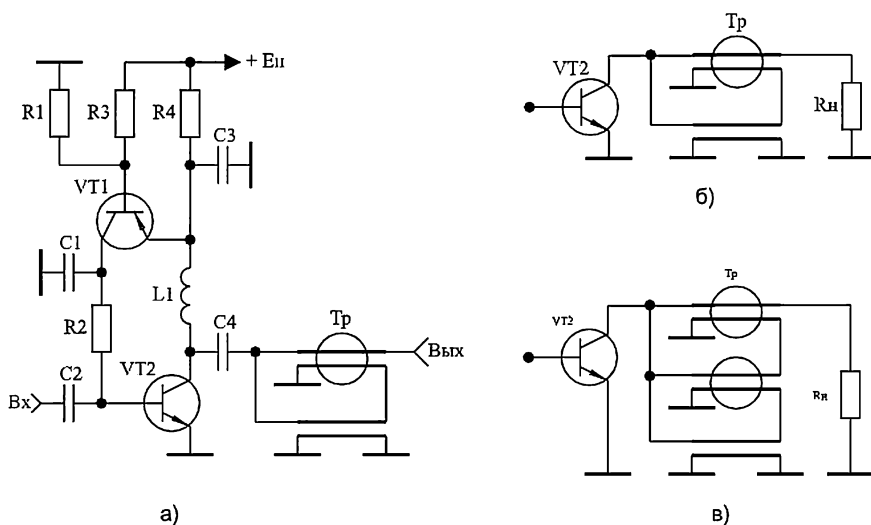


Рис. 3.3. Принципиальная и эквивалентная схемы усилительного каскада с трансформаторами импедансов

Согласно [26, 27] при заданном значении нижней граничной частоты $f_{\text{н}}$ полосы пропускания разрабатываемого усилителя требуется число витков длинных линий, наматываемых на ферритовые сердечники трансформатора, определяется выражением:

$$n_{\text{в}} = \sqrt{\frac{10^9 R_{\text{н}} d (N - 1)}{16 \mu \pi f_{\text{н}} S N^2}}, \quad (3.4)$$

где $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки, в Ом;

d — диаметр сердечника, в см;

N — количество длинных линий трансформатора;

μ — относительная магнитная проницаемость материала сердечника;

$f_{\text{н}}$ — нижняя граничная частота в Гц;

S — площадь поперечного сечения сердечника, в см².

Значение коэффициента перекрытия частотного диапазона трансформирующих и суммирующих устройств на ферритовых сердечниках и длинных линиях лежит в пределах $2 \dots 8 \cdot 10^4$ [26, 27]. Поэтому, приняв коэффициент перекрытия равным $5 \cdot 10^4$, верхняя граничная частота $f_{\text{в}}$ полосы пропускания трансформатора может быть определена из соотношения:

$$f_{\text{в}} = 5 \cdot 10^4 f_{\text{н}}. \quad (3.5)$$

При расчетах трансформаторов импедансов по соотношениям (3.4) и (3.5) следует учитывать, что реализация $f_{\text{в}}$ более 1 ГГц технически трудно осуществима из-за влияния паразитных параметров трансформаторов на его характеристики [3].

Требуемое волновое сопротивление длинных линий разрабатываемого трансформатора рассчитывается по формуле:

$$\rho_{\text{л}} = R_{\text{н}}/N. \quad (3.6)$$

Методика изготовления длинных линий с заданным волновым сопротивлением заключается в следующем. Длинные линии трансформатора изготавливаются из двух либо четырех скрученных проводов марки ПЭВ-2 диаметром 0,25...0,85 мм. Для этого берется два квадрата из стеклотекстолита со сторонами 3...4 см с просверленными отверстиями в каждом из углов квадрата. В отверстия вставляются и закрепляются два или четыре провода. Один из квадратов закрепляется неподвижно, а второй вращается с помощью дрели. Для этого в его середине просверливается отверстие, в которое вставляется винт, вращающий квадрат. На сан-

тимстр длины линии должно приходиться около 4...6 скруток. В случае использования четырехпроводной линии концы близлежащих проводов либо концы противоположащих проводов спаивают между собой. В зависимости от толщины используемого провода, количества скручиваемых проводов и способа соединения проводов четырехпроводной линии можно изготовить длинные линии с волновым сопротивлением 5...90 Ом.

Входное сопротивление трансформатора, разработанного с использованием соотношений (3.4)—(3.6), равно:

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{н}}/N^2. \quad (3.7)$$

Пример 3.2. Рассчитать $n_{\text{в}}$, $\rho_{\text{л}}$, $f_{\text{в}}$ трансформатора на ферритовых сердечниках и длинных линиях с коэффициентом трансформации сопротивления 1 : 9, если $R_{\text{н}} = 50$ Ом, $f_{\text{н}} = 5$ кГц.

Решение. В качестве ферритовых сердечников трансформатора выберем кольца типа M2000HM 20×10×5, имеющих параметры: $\mu = 2000$; $d = 2$ см; $S = 0,25$ см².

Из (3.5)—(3.7) определим: $N = 3$, $\rho_{\text{л}} = 16,7$ Ом, $f_{\text{в}} = 250$ МГц.

Теперь по известным параметрам кольца из (3.4) найдем: $n = 13,6$. То есть для создания трансформатора импедансов с $f_{\text{н}} = 5$ кГц необходимо на каждом ферритовом кольце намотать не менее 14 витков. Длина одного витка длинной линии, намотанной на ферритовое кольцо, близка 2 см. Умножая это значение на 14, получим, что минимальная длина каждой из длинных линий должна быть не менее 28 см. С учетом необходимости соединения длинных линий между собой, с нагрузкой и выходом усилителя, следует длину каждой длинной линии увеличить на 3...5 см.

3.3. Выходные согласующие трансформаторы полосовых усилителей мощности

При проектировании полосовых передатчиков средней и большой мощности, также как и при проектировании широкополосных, одной из основных является задача максимального использования транзистора выходного каскада усилителя по мощности. Однако в этом случае между выходным каскадом и нагрузкой усилителя включается, как правило, трансформатор импедансов, выполненный в виде полосовых фильтров [29, 30], либо в виде фильтра нижних частот [3, 11]. Принципиальная схема трансформатора выполненного в виде полосового фильтра с катушкой индуктивности на входе приведена на рис. 3.4 [29], схема трансформатора выполненного в виде полосового фильтра с конденсатором на входе — на рис. 3.5 [30], схема трансформатора выполненного в виде фильтра нижних частот — на рис. 3.6 [3].

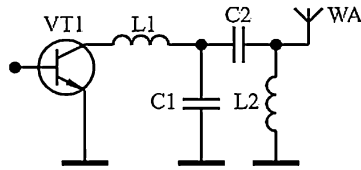


Рис. 3.4. Трансформатор в виде полосового фильтра с катушкой индуктивности на входе

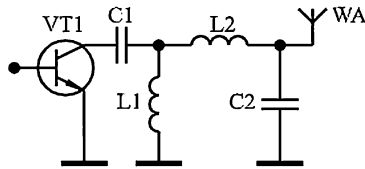


Рис. 3.5. Трансформатор в виде полосового фильтра с конденсатором на входе

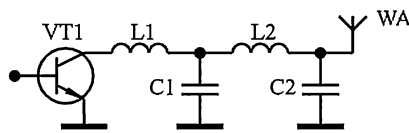


Рис. 3.6. Трансформатор в виде фильтра нижних частот

Требуемый коэффициент трансформации трансформатора разрабатываемого усилителя, при заданном сопротивлении R_{II} и выбранном транзисторе выходного каскада, находится из выражения:

$$K_{\text{тр}} = R_{II}/R_{\text{опт}}, \quad (3.8)$$

где $R_{\text{опт}}$ рассчитывается по формуле (2.9).

В табл. 3.2 приведены результаты вычислений нормированных значений элементов $L1$, $C1$, $C2$, $L2$ трансформатора выполненного в виде полосового фильтра с катушкой индуктивности на входе (рис. 3.4), полученные с использованием методики синтеза межкаскадных корректирующих цепей, описанной в [31]. Элементы $L1$, $C1$, $C2$, $L2$ нормированы относительно центральной круговой частоты полосы рабочих частот трансформатора ω_0 и сопротивления антенно-волноводный тракта R_{II} . Расчет выполнен для коэффициента трансформации $K_{\text{тр}}$, лежащего в пределах 4...20 и относительной полосы W 1,3...3. Под относительной полосой W понимается отношение $f_{\text{в}}/f_{\text{н}}$, где $f_{\text{в}}$, $f_{\text{н}}$ — верхняя и нижняя граничные частоты рабочей полосы трансформатора.

Таблица 3.2
Нормированные значения элементов трансформатора (рис. 3.4)

К _{тр}	Параметр	W = 1,3	W = 1,5	W = 1,7	W = 2,0	W = 3,0
4	L1н	0,330	0,338	0,325	0,323	0,286
	C1н	1,634	1,581	1,704	1,780	2,166
	C2н	1,461	1,515	1,597	1,763	2,550
	L2н	1,325	1,351	1,303	1,296	1,151
6	L1н	0,271	0,268	0,252	0,261	0,219
	C1н	2,265	2,315	2,581	2,454	3,122
	C2н	1,499	1,573	1,711	1,849	3,004
	L2н	1,131	1,115	1,052	1,061	0,873
8	L1н	0,226	0,228	0,211	0,201	0,172
	C1н	2,967	2,947	3,309	3,548	4,207
	C2н	1,556	1,638	1,807	2,069	3,605
	L2н	1,000	0,992	0,924	0,861	0,689
10	L1н	0,210	0,200	0,184	0,172	0,155
	C1н	3,491	3,533	3,969	4,307	4,725
	C2н	1,599	1,702	1,893	2,209	3,862
	L2н	0,929	0,911	0,841	0,769	0,628
15	L1н	0,153	0,151	0,135	0,126	0,117
	C1н	4,960	5,071	5,791	6,308	6,545
	C2н	1,722	1,860	2,135	2,611	5,056
	L2н	0,798	0,768	0,689	0,608	0,474
20	L1н	0,129	0,117	0,103	0,097	0,095
	C1н	6,091	6,915	8,027	8,600	8,281
	C2н	1,808	2,040	2,426	3,113	6,262
	L2н	0,731	0,663	0,577	0,492	0,367

В табл. 3.3 приведены результаты вычислений нормированных значений элементов C1, L1, L2, C2 трансформатора выполненного в виде полосового фильтра с конденсатором на входе (рис. 3.5).

Таблица 3.3
Нормированные значения элементов трансформатора (рис. 3.5)

К _{тр}	Параметр	W = 1,3	W = 1,5	W = 1,7	W = 2	W = 3
4	C1н	3,0940	3,0949	3,3004	3,5347	4,6103
	L1н	0,6253	0,6615	0,6303	0,6458	0,6308
	L2н	0,6993	0,6900	0,6722	0,6502	0,5349
	C2н	0,7712	0,7737	0,8246	0,8858	1,1420
6	C1н	3,7627	3,8857	4,2901	4,3142	6,1411
	L1н	0,4503	0,4514	0,4193	0,4551	0,4277
	L2н	0,6804	0,6638	0,6324	0,6055	0,4456
	C2н	0,9019	0,9367	1,0288	1,0543	1,5308
8	C1н	4,5215	4,5811	5,1120	5,6339	7,8383
	L1н	0,3439	0,3547	0,3265	0,3168	0,3176
	L2н	0,6556	0,6377	0,5977	0,5445	0,3719
	C2н	1,0207	1,0529	1,1686	1,3070	1,9414
10	C1н	5,0886	5,2296	5,8544	6,5144	8,5744
	L1н	0,2920	0,2963	0,2717	0,2609	0,2827
	L2н	0,6371	0,6147	0,5690	0,5085	0,3454
	C2н	1,0968	1,1487	1,2816	1,4603	2,1252
15	C1н	6,6792	6,9190	7,9079	8,9137	11,608
	L1н	0,2058	0,2063	0,1859	0,1781	0,2064
	L2н	0,5926	0,5618	0,5035	0,4301	0,2673
	C2н	1,2785	1,3607	1,5598	1,8465	2,8525
20	C1н	7,8947	8,9337	10,417	11,833	13,674
	L1н	0,1674	0,1513	0,1342	0,1300	0,1716
	L2н	0,5637	0,5122	0,4429	0,3615	0,2305
	C2н	1,3942	1,5752	1,8632	2,2857	3,3523

В табл. 3.4 приведены результаты вычислений нормированных значений элементов L1 C1, L2, C2, трансформатора выполненного в виде фильтра нижних частот (рис. 3.6). Относительная полоса

рабочих частот этого трансформатора ограничена неравенством $W < 2$ [32]. Поэтому в табл. 3.4 нормированные значения элементов $L1, C1, L2, C2$ приведены для области изменения $W 1,3...2$.

Таблица 3.4
Нормированные значения элементов трансформатора (рис. 3.6)

$K_{тр}$	Параметр	$W=1,3$	$W=1,5$	$W=1,7$	$W=2$
4	$L1н$	0,4098	0,4098	0,3821	0,3621
	$C1н$	2,8122	2,8122	2,9053	2,9792
	$L2н$	0,8178	0,7965	0,7691	0,7242
	$C2н$	0,9164	0,9535	1,0069	1,0969
6	$L1н$	0,3096	0,2969	0,2840	0,2676
	$C1н$	3,6769	3,7603	3,8559	3,9790
	$L2н$	0,7591	0,7307	0,6963	0,6400
	$C2н$	1,0537	1,1149	1,1992	1,3447
8	$L1н$	0,2527	0,2403	0,2282	0,2136
	$C1н$	4,4527	4,5860	4,7381	4,9260
	$L2н$	1,1611	1,2406	1,3534	1,5518
	$C2н$	0,7161	0,6817	0,6404	0,5745
10	$L1н$	0,2152	0,2034	0,1919	0,1790
	$C1н$	5,1697	5,3654	5,5776	5,8291
	$L2н$	1,2469	1,3467	1,4879	1,7420
	$C2н$	0,6820	0,6433	0,5966	0,5240
15	$L1н$	0,1601	0,1494	0,1393	0,1300
	$C1н$	6,8291	7,1839	7,5568	7,9146
	$L2н$	1,4189	1,5652	1,7763	2,1561
	$C2н$	0,6211	0,5748	0,5173	0,4360
20	$L1н$	0,1293	0,1195	0,1106	0,1040
	$C1н$	8,3580	8,8855	9,4192	9,8142
	$L2н$	1,5541	1,7450	2,0265	2,5265
	$C2н$	0,5788	0,5264	0,4622	0,3780

Рассмотрим примеры использования синтезированных таблиц для расчета трансформаторов сопротивлений выходных каскадов передатчиков.

Пример 3.3. Осуществим проектирование трансформатора (рис. 3.4), предназначенного для работы в передатчике с $R_H = 75$ Ом, при условиях: в выходном каскаде передатчика используется транзистор КТ930А; $W = 1,5$; центральная рабочая частота передатчика равна 375 МГц.

Решение. В соответствии со справочными данными транзистора КТ930А [4] по (2.9) определим: $R_{\text{опт}} = 7,8$ Ом. Требуемый коэффициент трансформации: $K_{\text{тр}} = R_H/R_{\text{опт}} = 9,6$. В табл. 3.2 ближайшее значение $K_{\text{тр}} = 10$ и $W = 1,5$ из табл. 3.2 найдем: $L_{1н} = 0,200$; $C_{2н} = 3,533$; $C_{3н} = 1,702$; $L_{4н} = 0,911$. Центральная круговая частота полосы рабочих частот рассчитываемого трансформатора $\omega_0 = 2\pi \cdot 375 \cdot 10^6 = 2,355 \cdot 10^9$. Денормируя значения элементов трансформатора получим: $L1 = L_{1н} \cdot R_H/\omega_0 = 6,4$ нГн; $L2 = 29$ нГн; $C1 = C_{1н}/(R_H\omega_0) = 20$ пФ; $C2 = 9,6$ пФ.

На рис. 3.7 приведена расчетная зависимость модуля входного сопротивления $|Z_{\text{вх}}|$ спроектированного трансформатора от частоты (кривая 1). Здесь же для сравнения (кривая 2) представлена расчетная характеристика трансформатора, выполненного в виде ФНЧ (рис. 3.6, $L1 = 3,5$ нГн; $C1 = 47,6$ пФ; $L2 = 11,8$ нГн; $C2 = 14,4$ пФ) и рассчитанного по табл. 3.4.

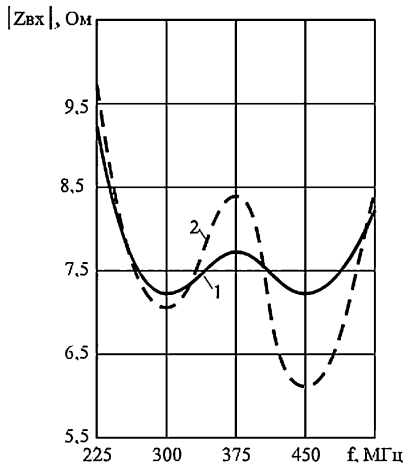


Рис. 3.7. Зависимость модуля входного сопротивления трансформатора (рис. 3.4)

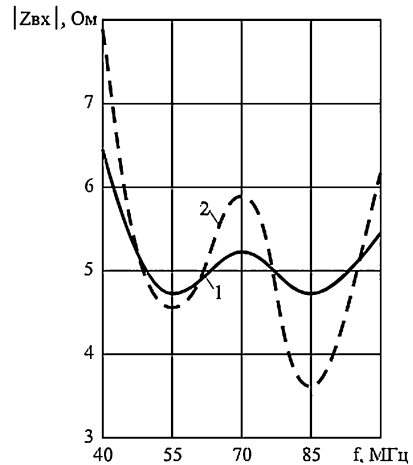


Рис. 3.8. Зависимость модуля входного сопротивления трансформатора (рис. 3.5)

Пример 3.4. Осуществим проектирование трансформатора (рис. 3.5) с $K_{\text{тр}} = 10$, $W = 1,5$ и центральной рабочей частотой равной 70 МГц, при условиях: $R_H = 50$ Ом; в выходном каскаде передатчика используется транзистор КТ930А.

Решение. В соответствии с заданными значениями $K_{\text{тр}}$ и W из табл. 3.3 найдем: $C_{1н} = 5,2296$; $L_{1н} = 0,2963$; $L_{2н} = 0,6147$; $C_{2н} = 1,1487$.

Центральная круговая частота полосы рабочих частот трансформатора $\omega_0 = 2\pi \cdot 70 \cdot 10^6 = 4,4 \cdot 10^8$. Денормируя значения элементов определим: $C1 = 238$ пФ; $C2 = 52$ пФ; $L1 = 33,7$ нГн; $L2 = 70$ нГн.

На рис. 3.8 приведена расчетная зависимость модуля входного сопротивления $|Z_{вх}|$ спроектированного трансформатора от частоты (кривая 1). Здесь же (кривая 2) для сравнения представлена характеристика трансформатора, выполненного в виде ФНЧ (рис. 3.6, $L1 = 19$ нГн, $C1 = 255$ пФ, $L2 = 63$ нГн, $C2 = 77$ пФ) и рассчитанного по табл. 3.4.

Из сравнения характеристик приведенных на рис. 3.7 и 3.8 следует, что использование трансформаторов в виде полосовых фильтров позволяет значительно уменьшить частотно-зависимое отклонение $K_{тр}$ от заданного значения по сравнению с трансформаторами в виде фильтров нижних частот. Это достигается благодаря увеличению их коэффициента отражения вне полосы рабочих частот [33].

Другим достоинством трансформаторов, выполненных в виде полосовых фильтров и представленных на рис. 3.4 и 3.5, по сравнению с трансформаторами в виде фильтров нижних частот, является следующее. При неизменной выходной мощности усилителя ток, потребляемый его выходным каскадом, слабо зависит от частоты усиливаемого сигнала, что позволяет обеспечить достижение более высокого среднего КПД усилителя.

На рис. 3.9 приведена зависимость тока, потребляемого выходным каскадом двухкаскадного усилителя (рис. 3.10), от частоты усиливаемого сигнала при выходной мощности 10 Вт (кривая 1). Здесь же представлена аналогичная зависимость в случае использования трансформатора, выполненного в виде ФНЧ (кривая 2).

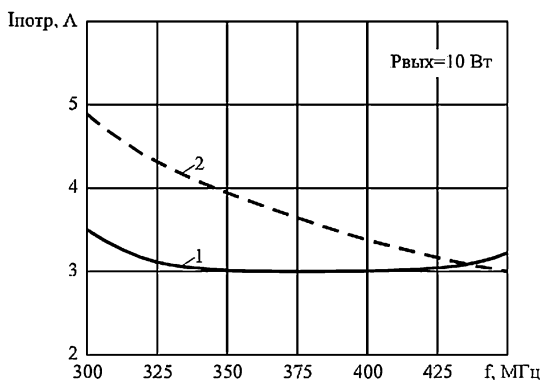


Рис. 3.9. Зависимость тока, потребляемого выходным каскадом усилителя, от частоты

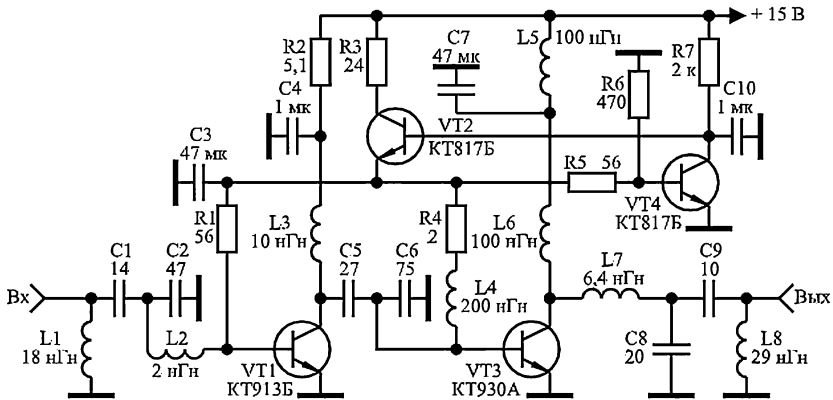


Рис. 3.10. Усилитель мощности с трансформатором в виде полосового фильтра с катушкой индуктивности на входе

В усилителе использован трансформатор в виде полосового фильтра с катушкой индуктивности на входе (элементы L7, C8, C9, L8), рассчитанный в примере 3.3, входная и межкаскадная корректирующие цепи рассчитаны по методике, описанной в [31].

Характеристики усилителя:

- максимальное значение выходной мощности, не менее 12 Вт
- полоса рабочих частот 300...450 МГц
- коэффициент усиления 8 дБ.

На рис. 3.11 приведена зависимость тока, потребляемого выходным каскадом двухкаскадного усилителя (рис. 3.12), от частоты усиливаемого сигнала при выходной мощности 25 Вт (кривая 1).

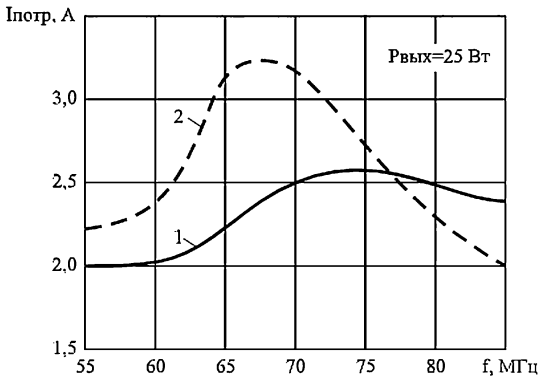


Рис. 3.11. Зависимость тока, потребляемого выходным каскадом усилителя, от частоты

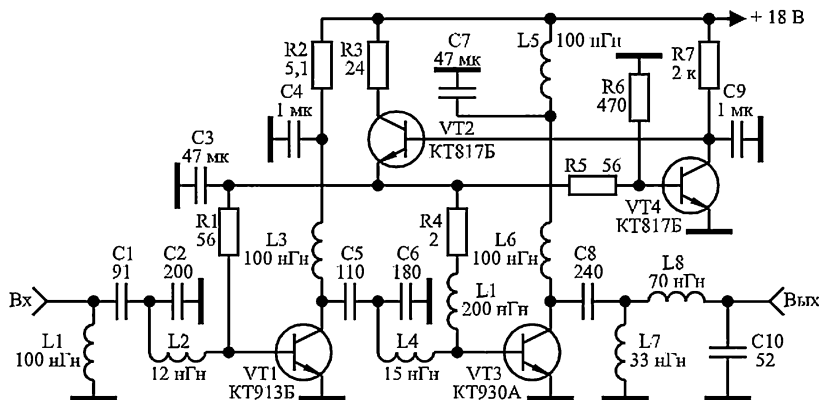


Рис. 3.12. Усилитель мощности с трансформатором в виде полосового фильтра с конденсатором на входе

Здесь же представлена аналогичная зависимость в случае использования трансформатора, выполненного в виде ФНЧ (кривая 2).

В усилителе использован трансформатор в виде полосового фильтра с конденсатором на входе (элементы C8, L7, L8, C10), рассчитанный в примере 3.4, входная и межкаскадная корректирующие цепи определены по методике, описанной в [31].

Характеристики усилителя:

максимальное значение выходной мощности, не менее 32 Вт;
 полоса рабочих частот 55...85 МГц;
 коэффициент усиления 22 дБ.

Таким образом, использование трансформаторов сопротивлений в виде полосовых фильтров и предлагаемой методики их расчета позволяет сократить время на разработку усилителей мощности и значительно улучшить их параметры.

3.4. Фильтры высших гармонических составляющих полосовых усилителей мощности

Выходные каскады полосовых усилителей мощности работают, как правило, в режиме с отсечкой коллекторного тока [3, 11, 18]. Однако в этом случае сигнал на выходе усилителя представляет собой последовательность синусоидальных полувольт и содержит в своем спектре высшие гармонические составляющие, приводящие к большим внеполосным излучениям. В соответствии с требованиями ГОСТ [34, 35], уровень любого побочного (внеполосного)

радиоизлучения передатчиков с выходной мощностью более 25 Вт должен быть не менее чем на 60 дБ ниже максимального значения выходной мощности радиосигнала. Указанное требование достигается установкой на выходах усилителей мощности фильтрующих устройств, в качестве которых чаще всего используют фильтры Чебышева (рис. 3.13) и фильтры Кауэра (рис. 3.14) [3, 18, 23].

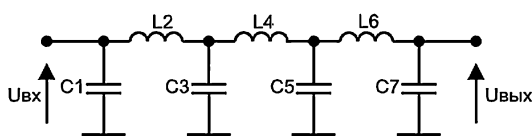


Рис. 3.13. Типовая схема фильтра Чебышева

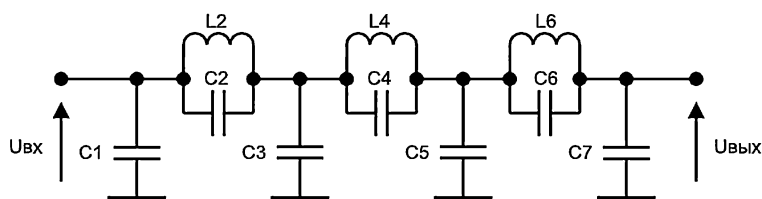


Рис. 3.14. Типовая схема фильтра Кауэра

В табл. 3.5 представлены взятые из [36] нормированные относительно R_{II} и $\omega_B = 2\pi f_B$ значения элементов приведенных фильтров, соответствующие максимальному значению затухания в полосе пропускания равному 0,1 дБ. При этом приняты следующие обозначения: N — порядок фильтра; a_s — гарантированное затухание высших гармонических составляющих на выходе фильтра; Ч — фильтр Чебышева; К — фильтр Кауэра.

Таблица 3.5. Нормированные значения элементов фильтров

N	Тип	a_s , дБ	C1н	L2н	C2н	C3н	L4н	C4н	C5н	L6н	C6н	C7н
5	Ч	37	1,14	1,37	—	1,97	1,37	—	1,14	—	—	—
	К	57	1,08	1,29	0,078	1,78	1,13	0,22	0,96	—	—	—
6	Ч	49	1,16	1,40	—	2,05	1,52	—	1,90	0,86	—	—
	К	72	1,07	1,28	0,101	1,82	1,28	0,19	1,74	0,87	—	—
7	Ч	60	1,18	1,42	—	2,09	1,57	—	2,09	1,42	—	1,18
	К	85	1,14	1,37	0,052	1,87	1,29	0,23	1,79	1,23	0,17	1,03

Истинные значения элементов C_i , L_i рассчитываются по формулам:

$$C_i = C_{in}/R_{II}\omega_B; \quad L_i = L_{in}R_{II}/\omega_B. \quad (3.9)$$

Пример 3.5. Рассчитать фильтр Кауэра пятого порядка при $R_n = 50$ Ом и $f_B = 100$ МГц.

Решение. Из табл. 3.5 найдем, что нормированные значения элементов фильтра Кауэра пятого порядка равны: $C_{1н} = 1,08$; $L_{2н} = 1,29$; $C_{2н} = 0,078$; $C_{3н} = 1,78$; $L_{4н} = 1,13$; $C_{4н} = 0,22$; $C_{5н} = 0,96$.

После денормирования по формулам (3.9) получим: $C_1 = 34,4$ пФ; $L_2 = 103$ нГн; $C_2 = 2,5$ пФ; $C_3 = 56,7$ пФ; $L_4 = 90$ нГн; $C_4 = 7,0$ пФ; $C_5 = 30,6$ пФ.

Как следует из табл. 3.5, спросктированный фильтр обеспечивает гарантированное затухание высших гармонических составляющих на выходе фильтра равнос 57 дБ.

Глава 4

Проектирование цепей формирования амплитудно-частотных характеристик сверхширокополосных усилительных каскадов

Цепи формирования амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) служат для реализации максимально возможного для заданного схемного решения коэффициента усиления каскада при одновременном обеспечении заданного допустимого отклонения его АЧХ от требуемой формы. К ним относятся межкаскадные и входные корректирующие цепи (КЦ). Необходимость выполнения указанного требования обусловлена тем, что коэффициент усиления одного каскада многокаскадного усилителя мощности метрового и дециметрового диапазона волн не превышает 3...10 дБ [3, 11, 37]. В этом случае увеличение коэффициента усиления каждого каскада, например, на 2 дБ, позволяет повысить КПД всего усилителя в 1,2...1,5 раза [31].

Рассмотрим метод параметрического синтеза КЦ усилителей мощности радиопередающих устройств метрового и дециметрового диапазона волн, позволяющий по таблицам нормированных значений элементов КЦ осуществлять реализацию усилительных каскадов с максимально возможным для заданного схемного решения коэффициентом усиления при одновременном обеспечении заданного допустимого отклонения АЧХ от требуемой формы [11, 31].

4.1. Метод параметрического синтеза мощных усилительных каскадов с корректирующими цепями

Согласно [3, 38], коэффициент передачи $S_{21}(p)$ усилительного каскада с КЦ в символьном виде может быть описан дробно-рациональной функцией комплексного переменного:

$$S_{21}(p) = \frac{a_0 + a_1 p + \dots + a_m p^m}{b_0 + b_1 p + \dots + b_n p^n}, \quad (4.1)$$

где $p = j\Omega$; $\Omega = \omega/\omega_B$ — нормированная частота;

m, n — целые числа;

ω — текущая круговая частота;

ω_B — верхняя круговая частота полосы пропускания широкополосного усилителя, либо центральная круговая частота полосового усилителя;

$a_i = a_i(\text{RLC})$, $b_j = b_j(\text{RLC})$ — коэффициенты, являющиеся функциями параметров КЦ и нормированных элементов аппроксимации входного импеданса транзистора усилительного каскада.

Выберем в качестве прототипа передаточной характеристики (4.1) дробно-рациональную функцию вида:

$$T_n(p) = \frac{c_0 + c_1 p + \dots + c_m p^m}{d_0 + d_1 p + \dots + d_n p^n}. \quad (4.2)$$

Найдем такие коэффициенты, которые позволят из системы нелинейных уравнений [10]

$$\begin{aligned} a_i &= c_i, & i &= 0 \dots m; \\ b_j &= d_j, & j &= 0 \dots n, \end{aligned} \quad (4.3)$$

рассчитать нормированные значения элементов КЦ, обеспечивающие максимальный коэффициент усиления каскада при заданном допустимом отклонении его АЧХ от требуемой формы.

В теории усилителей нет разработанной методики расчета коэффициентов c_i , d_j . Поэтому для их расчета воспользуемся методом оптимального синтеза электрических фильтров [39].

В соответствии с указанным методом перейдем к квадрату модуля функции (4.2):

$$|T_n(p)|^2 = F(x, \bar{C}_m, \bar{D}_n) = \frac{C_0 + C_1 x + \dots + C_m x^m}{D_0 + D_1 x + \dots + D_n x^n} = \frac{M(x, \bar{C}_m)}{N(x, \bar{D}_n)},$$

где $x = \Omega^2$;

$\bar{C}_m = \{C_0, C_1, \dots, C_m\}$ — вектор коэффициентов C_i ;

$\bar{D}_n = \{D_0, D_1, \dots, D_n\}$ — вектор коэффициентов D_j .

По известным коэффициентам функции $F(x, \bar{C}_m, \bar{D}_n)$, коэффициенты функции (4.2) могут быть определены с помощью следующего алгоритма [40]:

- В функции $F(x, \bar{C}_m, \bar{D}_n)$ осуществляется замена переменной $x = -p^2$, и вычисляются нули полиномов числителя и знаменателя.

- Каждый из полиномов числителя и знаменателя представляется в виде произведения двух полиномов, один из которых должен быть полиномом Гурвица [39].
- Отношение полиномов Гурвица числителя и знаменателя является искомой функцией $T_n(p)$.

Для решения задачи нахождения векторов коэффициентов \bar{C}_m, \bar{D}_n составим систему линейных неравенств:

$$\left. \begin{aligned} |\xi(x) - F(x, \bar{C}_m, \bar{D}_n)| &\leq \delta; \\ M(x, \bar{C}_m) &\geq \varepsilon_0; \\ N(x, \bar{D}_n) &\geq \varepsilon_0; \quad x \in E_r \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

где E_r — дискретное множество конечного числа точек в заданной нормированной области частот;

$\xi(x)$ — требуемая зависимость квадрата модуля $T_n(p)$ на множестве E_r ;

δ — допустимое уклонение $F(x, \bar{C}_m, \bar{D}_n)$ от $\xi(x)$;

ε_0 — малая константа.

Первое неравенство в (4.4) определяет величину допустимого уклонения АЧХ каскада от требуемой формы. Второе и третье неравенства определяют условия физической реализуемости рассчитываемой КЦ [41]. Учитывая, что полиномы $M(x, \bar{C}_m)$ и $N(x, \bar{D}_n)$ положительны, модульные неравенства можно заменить простыми и записать задачу в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} [\xi(x) - \delta]N(x, \bar{D}_n) - M(x, \bar{C}_m) &\leq 0; \\ -[\xi(x) + \delta]N(x, \bar{D}_n) + M(x, \bar{C}_m) &\leq 0; \\ \varepsilon_0 - M(x, \bar{C}_m) &\leq 0; \\ \varepsilon_0 - N(x, \bar{D}_n) &\leq 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

Решение неравенств (4.5) является стандартной задачей линейного программирования [42]. В отличие от теории фильтров, где данная задача решается при условии минимизации функции цели: $F_{\text{оп}} = \delta = \min$, неравенства (4.5) следует решать при условии ее максимизации: $F_{\text{оп}} = D_n = \max$, что соответствует достижению максимального значения коэффициента усиления рассчитываемого каскада [43].

Таким образом, метод параметрического синтеза состоит из следующих этапов:

1. Нахождение дробно-рациональной функции комплексного переменного, описывающей коэффициент передачи усилительно-го каскада с КЦ;

2. Синтез коэффициентов квадрата модуля прототипа передаточной характеристики усилительного каскада с КЦ по заданным значениям $\xi(x)$ и δ ;

3. Расчет коэффициентов функции-прототипа $T_n(p)$ по известным коэффициентам ее квадрата модуля;

4. Решение системы нелинейных уравнений (4.3) относительно нормированных значений элементов КЦ.

Многочисленное решение системы линейных неравенств (4.5) для различных $\xi(x)$ и δ позволяет осуществить синтез таблиц нормированных значений элементов КЦ, по которым ведется проектирование усилителей.

Описанный выше метод параметрического синтеза был использован для синтеза таблиц нормированных значений элементов наиболее эффективных схемных решений построения КЦ сверхширокополосных усилителей мощности.

Известные схемные решения построения КЦ усилителей мощности отличаются большим разнообразием. Однако из-за сложности настройки и высокой чувствительности характеристик усилителей к разбросу параметров сложных КЦ в усилителях мощности радиопередающих устройств метрового и дециметрового диапазо-

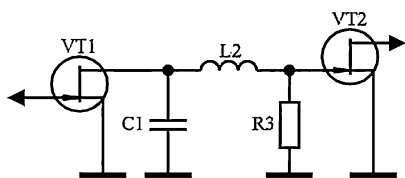


Рис. 4.1. Четырехполюсная диссипативная КЦ второго порядка

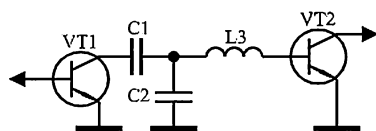


Рис. 4.2. Четырехполюсная реактивная КЦ третьего порядка

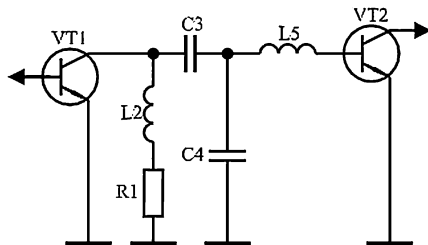


Рис. 4.3. Четырехполюсная диссипативная КЦ четвертого порядка

на волн практически не применяются КЦ более четвертого-пятого порядка [3, 11].

На рис. 4.1—4.3 приведены схемы КЦ, наиболее часто применяемые при построении сверхширокополосных усилителей мощности метрового и дециметрового диапазона волн [11, 13, 44].

Рассмотрим методики проектирования представленных КЦ с использованием синтезированных таблиц.

4.2. Проектирование каскадов с корректирующей цепью второго порядка

Практические исследования различных схемных решений усилительных каскадов с КЦ на полевых транзисторах показали [45], что схема КЦ, представленная на рис. 4.1, является одной из наиболее эффективных, с точки зрения достижимых характеристик, простоты настройки и конструктивной реализации.

Нормированные значения элементов рассматриваемой КЦ для неравномерности АЧХ δ равной $\pm 0,25$ и $\pm 0,5$ дБ приведены в табл. 4.1 [46]. В таблице приняты следующие обозначения:

$C_{\text{вхн}}$, $C'1\text{н}$, $L'2\text{н}$, $R3\text{н}$ — нормированные относительно $R_{\text{вых}}$ и ω_b значения элементов $C_{\text{вх}}$, $C'1$, $L'2$, $R3$;

$$C'1 = C1 + C_{\text{вых}};$$

$L'2 = L2 + L_{\text{вх}}$, где $R_{\text{вых}}$, $C_{\text{вых}}$ — выходные сопротивление и емкость транзистора VT1;

$L_{\text{вх}}$, $C_{\text{вх}}$ — входные индуктивность и емкость транзистора VT2.

Коэффициент передачи последовательного соединения транзистора VT1 и КЦ в области средних частот описывается выражением [46]:

$$K_0 = \frac{SR_{\text{вых}}R3}{R_{\text{вых}} + R3}, \quad (4.6)$$

где S — крутизна транзистора VT1.

Рассматриваемая КЦ может быть использована также и в качестве входной. В этом случае следует принимать: $R_{\text{вых}} = R_{\text{Г}}$, $C_{\text{вых}} = C_{\text{Г}}$, где $C_{\text{Г}}$, $R_{\text{Г}}$ — активная и емкостная составляющие сопротивления генератора.

При заданных ω_b и δ расчет КЦ сводится к нахождению нормированного значения $C_{\text{вх}}$, определению по табл. 4.1 соответствующих значений $C'1\text{н}$, $L'2\text{н}$, $R3\text{н}$ и их денормированию.

Таблица 4.1. Нормированные значения элементов КЦ

C _{вхн}	$\delta = \pm 0,25$ дБ			$\delta = \pm 0,5$ дБ		
	C'1н	L'2н	R3н	C'1н	L'2н	R3н
0,01	1,59	88,2	160,3	2,02	101	202,3
0,05	1,59	18,1	32,06	2,02	20,6	40,5
0,10	1,59	9,31	16,03	2,02	10,5	20,2
0,15	1,59	6,39	10,69	2,02	7,21	13,5
0,20	1,59	4,93	8,02	2,02	5,50	10,1
0,30	1,59	3,47	5,35	2,02	3,86	6,75
0,40	1,59	2,74	4,01	2,02	3,02	5,06
0,60	1,59	2,01	2,68	2,02	2,18	3,73
0,80	1,59	1,65	2,01	2,02	1,76	2,53
1,00	1,58	1,43	1,61	2,02	1,51	2,02
1,2	1,58	1,28	1,35	2,02	1,34	1,69
1,5	1,46	1,18	1,17	2,02	1,17	1,35
1,7	1,73	1,02	0,871	2,01	1,09	1,19
2,0	1,62	0,977	0,787	2,00	1,00	1,02
2,5	1,61	0,894	0,635	2,03	0,90	0,807
3,0	1,61	0,837	0,530	2,03	0,83	0,673
3,5	1,60	0,796	0,455	2,02	0,78	0,577
4,5	1,60	0,741	0,354	2,02	0,72	0,449
6,0	1,60	0,692	0,266	2,02	0,67	0,337
8,0	1,60	0,656	0,199	2,02	0,62	0,253

Пример. 4.1. Осуществим проектирование однокаскадного транзисторного усилителя с использованием синтезированных данных табл. 4.1, при условиях: используемый транзистор 3П602А; $R_r = R_n = 50$ Ом; верхняя частота полосы пропускания усилителя равна 1,8 ГГц; допустимая неравномерность АЧХ равна $\pm 0,5$ дБ.

Принципиальная схема каскада приведена на рис. 4.4. Для термостабилизации тока покоя транзистора 3П602А, в схеме применена активная коллекторная термостабилизация на транзисторе КТ361А (см. раздел 2.1). На выходе каскада включена согласующая цепь (см. раздел 3.1), практически не вносящая искажений в АЧХ каскада и состоящая из элементов $L4 = 2,7$ нГн, $C5 = 0,7$ пФ.

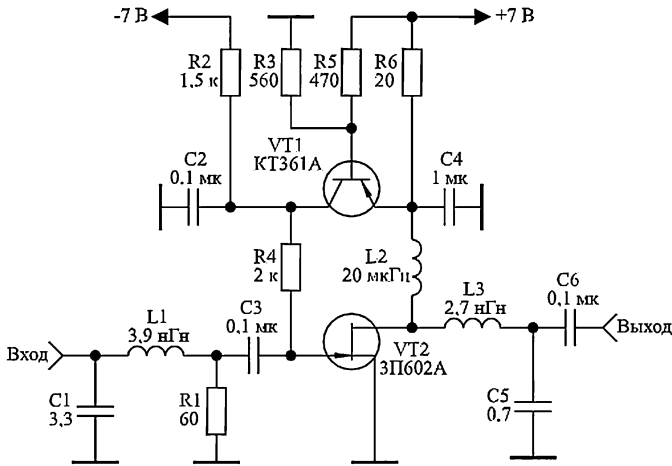


Рис. 4.4. Принципиальная схема усилительного каскада на полевом транзисторе

Решение. Используя справочные данные транзистора 3П602А [47] и соотношения (1.6) для расчета значений элементов однонаправленной модели, получим: $C_{вх} = 2,82$ пФ, $L_{вх} = 0,34$ нГн. Нормированное относительно $R_{г}$ и $\omega_{в}$ значение $C_{вх}$ равно: $C_{вхн} = C_{вх}R_{г}\omega_{в} = 1,77$. Ближайшая величина $C_{вхн}$ в табл. 4.1 составляет 1,7. Для этого значения $C_{вхн}$ и $\delta = \pm 0,5$ дБ из таблицы найдем: $C'1н = 2,01$; $L'1н = 1,09$; $R1н = 1,19$.

После денормирования элементов КЦ получим: $C = C'1н/R_{г}\omega_{в} = 3,2$ пФ; $L'1 = L'1нR_{г}/\omega_{в} = 4,3$ нГн; $L1 = L'1 - L_{вх} = 3,96$ нГн; $R1 = R1нR_{г} = 60$ Ом. Коэффициент усиления рассматриваемого усилителя равен: $K_0 = 2SR_{н}R1/(R1 + R_{г}) = 4,4$.

На рис. 4.5 (кривая 1) приведена АЧХ рассчитанного усилителя, вычисленная с использованием полной эквивалентной схемы замещения транзистора [47].

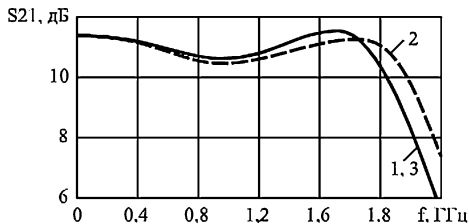


Рис. 4.5. Расчетная и экспериментальная АЧХ усилительного каскада

Здесь же представлена экспериментальная характеристика усилителя (кривая 2), и АЧХ усилителя, оптимизированного с помощью программы оптимизации, реализованной в среде математического пакета для инженерных и научных расчетов MATLAB (кри-

вая 3). Кривые 1 и 3 практически совпадают, что говорит о высокой точности предлагаемого метода параметрического синтеза. Оптимальность полученного решения подтверждает и наличие чebyшевского альтернанса АЧХ [39].

4.3. Проектирование каскадов с корректирующей цепью третьего порядка

Схема четырехполюсной реактивной КЦ третьего порядка приведена на рис. 4.2. Рассматриваемая КЦ позволяет реализовать коэффициент усиления каскада близкий к теоретическому пределу, который определяется коэффициентом усиления транзистора в режиме двухстороннего согласования на высшей частоте полосы пропускания [48].

Нормированные значения элементов КЦ приведены в табл. 4.2 [48]. В таблице приняты следующие обозначения:

$R_{\text{вх1}} = R_{\text{вх2}}/R_{\text{вых1}}$, где $R_{\text{вх2}}$ — входное сопротивление однонаправленной модели транзистора VT2, $R_{\text{вых1}}$ — выходное сопротивление однонаправленной модели транзистора VT1;

$C1н, C2н, L'3н$ — нормированные относительно $R_{\text{вых1}}$ и ω_B значения элементов $C1, C2, L'3$; $L'3 = L3 + L_{\text{вх2}}$, где $L_{\text{вх2}}$ — величина входной индуктивности однонаправленной модели транзистора VT2.

Коэффициент передачи последовательного соединения КЦ и транзистора VT2 в области средних частот описывается выражением [48]:

$$S_{210} = 2C1н \sqrt{R_{\text{вх1}} G_{\text{ном1,2}}(1)}; \quad (4.7)$$

где $G_{\text{ном1,2}}(1) = (f_{\text{ном}}/f_B)^2$ — коэффициент усиления транзистора VT2 по мощности в режиме двухстороннего согласования на частоте f_B (см. формулу 1.4).

Из таблицы следует, что для заданного значения δ существует определенное значение $R_{\text{вх1}}$, при превышении которого реализация каскада с требуемой формой АЧХ становится невозможной. Большшему значению δ соответствует меньшее допустимое значение $R_{\text{вх1}}$, при котором реализуется требуемая форма АЧХ. Это обусловлено уменьшением добротности цепи с увеличением $R_{\text{вх1}}$.

Пример 4.2. Осуществим проектирование однокаскадного усилителя на транзисторе КТ939А при условиях: $R_r = R_n = 50$ Ом; верхняя частота полосы пропускания равна 1 ГГц; допустимая неравномерность АЧХ $\pm 0,25$ дБ. Выбор в качестве примера проектирования однокаскадного варианта усилителя обу-

Таблица 4.2. Нормированные значения элементов КЦ

Неравномерность АЧХ, дБ	$R_{вхн}$	$C_{1н}$	$C_{2н}$	$L'_{3н}$
±0,1	0,128	1,362	2,098	0,303
	0,126	1,393	1,877	0,332
	0,122	1,423	1,705	0,358
	0,112	1,472	1,503	0,392
	0,090	1,550	1,284	0,436
	0,050	1,668	1,079	0,482
	0,0	1,805	0,929	0,518
±0,25	0,091	1,725	2,826	0,287
	0,090	1,753	2,551	0,313
	0,087	1,784	2,303	0,341
	0,080	1,830	2,039	0,375
	0,065	1,902	1,757	0,419
	0,040	2,000	1,506	0,465
	0,0	2,140	1,278	0,512
±0,5	0,064	2,144	3,668	0,259
	0,064	2,164	3,381	0,278
	0,062	2,196	3,025	0,306
	0,057	2,240	2,667	0,341
	0,047	2,303	2,320	0,381
	0,030	2,388	2,002	0,426
	0,0	2,520	1,690	0,478
±1,0	0,040	2,817	5,025	0,216
	0,039	2,842	4,482	0,240
	0,037	2,872	4,016	0,265
	0,033	2,918	3,500	0,300
	0,025	2,980	3,040	0,338
	0,012	3,062	2,629	0,380
	0,0	3,130	2,386	0,410

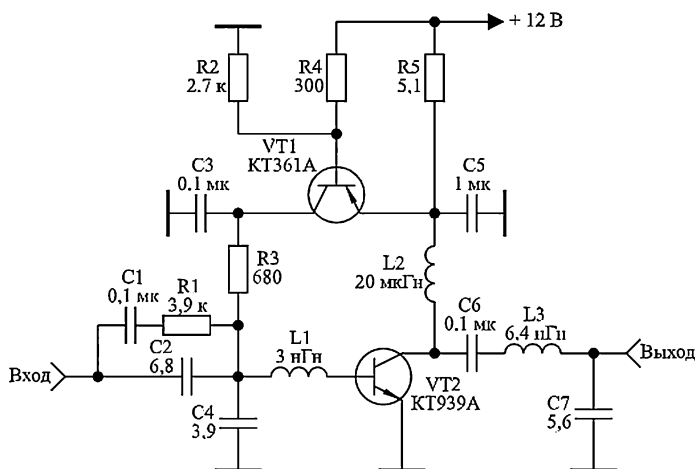


Рис. 4.6. Принципиальная схема усилительного каскада с четырехполюсной реактивной КЦ третьего порядка

словлен возможностью простой экспериментальной проверки точности результатов расчета, чего невозможно достичь при реализации многокаскадного усилителя. Схема усилителя приведена на рис. 4.6.

На выходе усилителя включена выходная согласующая цепь, выполненная в виде фильтра нижних частот и рассчитанная по методике, описанной в разделе 3.1 ($L_3 = 6,4$ нГн, $C_7 = 5,6$ пФ). Резистор R_1 необходим для установления заданного коэффициента усиления на частотах меньше $f_{\beta} = f_T/\beta_0$ (см. раздел 1).

Решение. Используя справочные данные транзистора KT939A [4] и соотношения (1.3) для расчета значений элементов однонаправленной модели биполярного транзистора, получим: $L_{ВХ} = 0,75$ нГн; $R_{ВХ} = 1,2$ Ом; $G_{НОМ1,2}(1) = 20$.

Нормированное относительно ω_{β} и R_T значение $R_{ВХ}$ равно: $R_{ВХН} = R_{ВХ}/R_T = 0,024$. Ближайшая табличная величина $R_{ВХН}$ равна нулю.

Для указанного значения $R_{ВХН}$ из табл. 4.2 найдем: $C_{2Н} = 2,14$; $C_{4Н} = 1,278$; $L'_{1Н} = 0,512$. Денормируя полученные значения элементов КЦ, определим: $C_2 = 6,8$ пФ; $C_4 = 3,9$ пФ; $L'_1 = 4$ нГн; $L_1 = L'_1 - L_{ВХ} = 3,25$ нГн.

Теперь по (4.7) вычислим: $S_{210} = 2,8$.

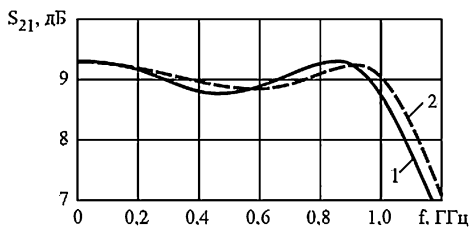


Рис. 4.7. Расчетная и экспериментальная АЧХ усилительного каскада

На рис. 4.7 приведена АЧХ спроектированного однокаскадного усилителя, вычисленная с использованием полной эквивалентной схемы замещения транзистора KT939A [4] (кривая 1). Здесь же представлена экспериментальная характеристика усилителя (кривая 2).

4.4. Проектирование каскадов с заданным наклоном амплитудно-частотной характеристики

Проблема разработки широкополосных усилителей с заданным подъемом (спадом) АЧХ связана с необходимостью либо компенсации неравномерности АЧХ источников усиливаемых сигналов, либо с устранением частотно-зависимых потерь в кабельных системах связи, либо с выравниванием АЧХ малошумящих усилителей, входные каскады которых реализуются без применения цепей высокочастотной коррекции.

Схема корректирующей цепи, позволяющей реализовать заданный подъем (спад) АЧХ усилительного каскада, приведена на рис. 4.3 [49].

Нормированные значения элементов рассматриваемой КЦ для неравномерности АЧХ δ равной $\pm 0,25$ и $\pm 0,5$ дБ приведены в табл. 4.3 и 4.4 [49]. В таблицах приняты следующие обозначения:

$R_{вхII} = R_{вх2}/R_{вых1}$, где $R_{вх2}$ — входное сопротивление однонаправленной модели транзистора VT2; $R_{вых1}$ — выходное сопротивление однонаправленной модели транзистора VT1;

Таблица 4.3. Нормированные значения элементов КЦ для $\delta = 0,25$ дБ

Наклон	$R_{вхII}$	$R1н$	$L2н$	$C3н$	$C4н$	$L'5н$
+4 дБ	0,027	1,090	2,179	3,485	6,283	0,156
	0,024	1,178	2,356	3,395	5,069	0,191
	0,013	1,330	2,660	3,306	3,814	0,248
	0,0	1,448	2,895	3,277	3,205	0,287
+2 дБ	0,036	1,638	3,276	3,278	5,107	0,187
	0,032	1,753	3,506	3,237	4,204	0,225
	0,024	1,902	3,804	3,213	3,437	0,269
	0,0	2,166	4,332	3,227	2,622	0,337
+0 дБ	0,049	2,482	4,964	3,130	4,287	0,219
	0,045	2,661	5,322	3,121	3,504	0,263
	0,030	2,958	5,916	3,143	2,726	0,327
	0,0	3,346	6,692	3,221	2,144	0,393
−3 дБ	0,077	4,816	9,633	3,068	3,276	0,285
	0,070	5,208	10,42	3,102	2,680	0,340
	0,043	5,937	11,87	3,210	2,051	0,421
	0,0	6,769	13,54	3,377	1,653	0,488
−6 дБ	0,131	17,123	34,247	2,857	2,541	0,385
	0,120	18,704	37,408	2,944	2,088	0,453
	0,080	21,642	43,284	3,143	1,617	0,544
	0,0	26,093	52,187	3,499	1,253	0,625

$R_{1н}$, $L_{2н}$, $C_{3н}$, $C_{4н}$, $L'_{5н}$ — нормированные относительно $R_{вх1}$ и ω_B значения элементов R_1 , L_2 , C_3 , C_4 , L'_5 ; $L'_5 = L_5 + L_{вх2}$, где $L_{вх2}$ — величина входной индуктивности однонаправленной модели транзистора VT2.

Таблица 4.4. Нормированные значения элементов КЦ для $\delta = 0,5$ дБ

Наклон	$R_{вхн}$	$R_{1н}$	$L_{2н}$	$C_{3н}$	$C_{4н}$	$L'_{5н}$
+6 дБ	0,012	0,436	0,871	6,278	11,61	0,097
	0,011	0,480	0,959	5,879	9,624	0,117
	0,008	0,546	1,092	5,432	7,602	0,147
	0,0	0,632	1,265	5,033	5,911	0,187
+3 дБ	0,019	0,729	1,458	5,455	8,25	0,134
	0,017	0,807	1,613	5,173	6,652	0,165
	0,012	0,896	1,793	4,937	5,433	0,200
	0,0	1,029	2,058	4,711	4,268	0,249
0 дБ	0,029	1,053	2,106	5,306	6,296	0,175
	0,026	1,145	2,290	5,129	5,303	0,207
	0,019	1,288	2,576	4,940	4,271	0,253
	0,0	1,509	3,018	4,787	3,301	0,316
−3 дБ	0,043	1,318	2,636	5,531	5,234	0,217
	0,039	1,477	2,953	5,331	4,263	0,263
	0,027	1,698	3,395	5,172	3,414	0,321
	0,0	2,019	4,038	5,095	2,673	0,391
−6 дБ	0,060	1,342	2,684	6,188	4,701	0,264
	0,054	1,564	3,129	5,906	3,759	0,325
	0,040	1,814	3,627	5,744	3,093	0,385
	0,0	2,283	4,567	5,686	2,35	0,474

Коэффициент передачи последовательного соединения КЦ и транзистора VT2 в области средних частот описывается выражением [49]:

$$S_{210} = \frac{2R_{1н}C_{3н}\sqrt{R_{вхн}G_{ном1.2}(1)}}{(1 + R_{1н})}. \quad (4.8)$$

Из таблиц следует, чем меньше требуемое значение δ , тем меньше допустимый подъем АЧХ можно реализовать с использованием рассматриваемой КЦ. Для заданного наклона АЧХ и заданном δ существует определенное значение $R_{вхн}$, при превышении которого реализация каскада с требуемой формой АЧХ становится невозможной.

Пример. 4.3. Осуществим проектирование однокаскадного транзисторного усилителя с использованием синтезированных табл. 4.3 и 4.4 при условиях:

используемый транзистор — КТ939А; $R_r = R_n = 50$ Ом; верхняя частота полосы пропускания $f_v = 1$ ГГц; требуемый подъем АЧХ 4 дБ; допустимое уклонение АЧХ от требуемой формы $\delta = 0,25$ дБ. Принципиальная схема каскада приведена на рис. 4.8.

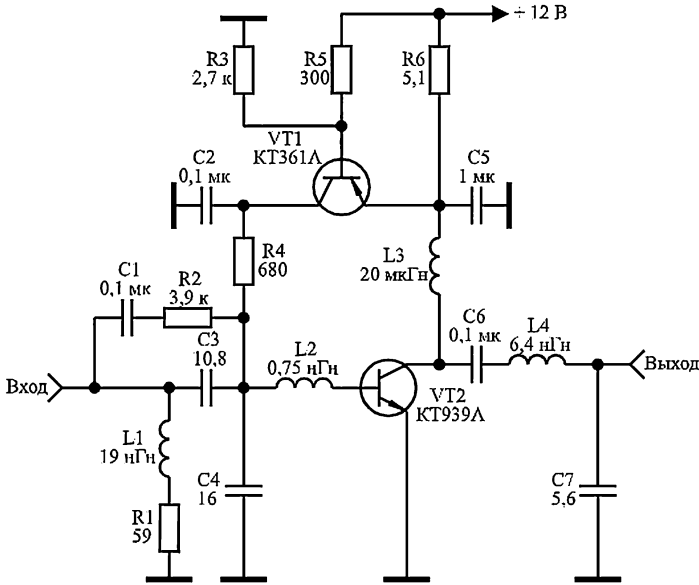


Рис. 4.8. Принципиальная схема усилительного каскада с подъемом АЧХ

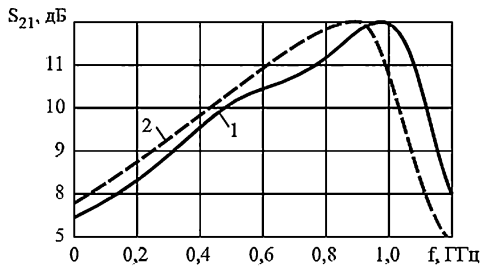


Рис. 4.9. Расчетная и экспериментальная АЧХ усилительного каскада

Решение. Используя справочные данные транзистора КТ939А [4] и соотношения (1.3) для расчета значений элементов однонаправленной модели биполярного транзистора, получим: $L_{вх} = 0,75$ нГн; $R_{вх} = 1,2$ Ом; $G_{ном1,1}(1) = 20$. Нормированное относительно ω_v и R_r значение $R_{вх}$ равно: $R_{вхн} = R_{вх}/R_r = 0,024$. Ближайшая табличная величина $R_{вхн} = 0,024$. Для указанного значения $R_{вхн}$ из табл. 4.3 найдем: $R1н = 1,178$; $L1н = 2,356$; $C3н = 3,395$; $C4н = 5,069$; $L'2н = 0,191$.

Денормируя полученные значения элементов КЦ, определим: $R1 = R1nR_T = 59 \text{ Ом}$; $L1 = L1nR_T/\omega_B = 19 \text{ нГн}$; $C3 = C3n/R_T\omega_B = 10,8 \text{ пФ}$; $C4 = 16 \text{ пФ}$; $L'2 = 1,5 \text{ нГн}$. $L2 = L'2 - L_{вх} = 0,75 \text{ нГн}$. Теперь по (4.8) вычислим $S_{210} = 2,5$. Резистор R2 необходим для установления заданного коэффициента усиления на частотах менее $f_\beta = f_T/\beta_0$ (см. раздел 1).

На рис. 4.9 приведена АЧХ спроектированного однокаскадного усилителя, вычисленная с использованием полной эквивалентной схемы замещения транзистора КТ939А [4] (кривая 1). Здесь же представлена экспериментальная характеристика усилителя (кривая 2).

Глава 5

Проектирование цепей формирования амплитудно-частотных характеристик полосовых усилительных каскадов

Полосовые усилители мощности находят широкое применение в системах пейджинговой и сотовой связи, теле- и радиовещании. На рис. 5.1—5.4 приведены схемы четырехполосных КЦ, наиболее часто применяемые при построении полосовых усилителей мощности метрового и дециметрового диапазона волн [3, 11, 13, 18].

Метод параметрического синтеза (см. раздел 4.1) был использован для синтеза таблиц нормированных значений элементов приведенных выше цепей. Рассмотрим методики проектирования представленных КЦ с использованием синтезированных таблиц.

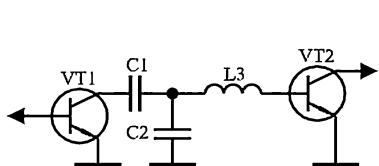


Рис. 5.1. Корректирующая цепь третьего порядка

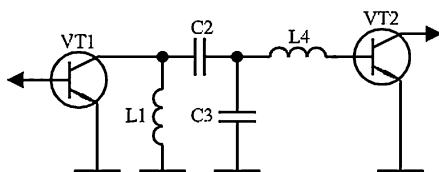


Рис. 5.2. Корректирующая цепь четвертого порядка с катушкой индуктивности на входе

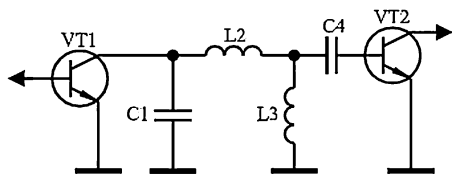


Рис. 5.3. Корректирующая цепь четвертого порядка с конденсатором на входе

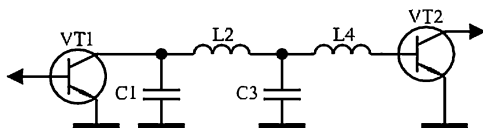


Рис. 5.4. Корректирующая цепь в виде фильтра нижних частот

5.1. Проектирование каскадов с корректирующей цепью третьего порядка

Принципиальная схема корректирующей цепи третьего порядка приведена на рис. 5.1. Ее применение в полосовых усилителях мощности ОВЧ и УВЧ-диапазонов и методика настройки подробно описаны в [50].

В разделе 4.3 рассмотрена методика расчета анализируемой схемы при ее использовании в качестве КЦ сверхширокополосного усилителя. В случае ее применения в качестве КЦ полосового усилителя методика расчета остается неизменной, за исключением изменения значений элементов цепи.

Нормированные значения элементов КЦ, соответствующие различным величинам относительной полосы пропускания (ОПП), определяемой отношением f_B/f_H , где f_B , f_H — верхняя и нижняя граничные частоты усилителя, для неравномерности АЧХ $\pm 0,5$ дБ и для различных значений $R_{вхн}$, приведены в табл. 5.1 [50].

Таблица 5.1. Нормированные значения элементов КЦ для $\delta = 0,5$ дБ

ОПП	$R_{вхн}$	$C1н$	$C2н$	$L'3н$
$f_B/f_H = 1,05$ $T_n(1) = 3,24$	0,0056	2,043	10,76	0,088
	0,0049	2,062	8,610	0,109
	0,0026	2,092	6,711	0,138
	0,000	2,115	5,780	0,159
$f_B/f_H = 1,1$ $T_n(1) = 2,81$	0,034	0,920	3,277	0,251
	0,030	0,956	2,620	0,302
	0,016	1,015	2,005	0,372
	0,000	1,063	1,705	0,417
$f_B/f_H = 1,2$ $T_n(1) = 1,78$	0,069	1,022	2,403	0,298
	0,063	1,070	1,945	0,352
	0,036	1,165	1,457	0,431
	0,000	1,260	1,199	0,485
$f_B/f_H = 1,3$ $T_n(1) = 1,45$	0,105	0,980	1,903	0,327
	0,094	1,044	1,496	0,390
	0,050	1,169	1,104	0,472
	0,000	1,283	0,919	0,517

В таблице приняты следующие обозначения:

$R_{вх11} = R_{вх2}/R_{вых1}$, где $R_{вх2}$ — входное сопротивление однонаправленной модели транзистора VT2; $R_{вых1}$ — выходное сопротивление однонаправленной модели транзистора VT1;

$C1н, C2н, L'3н$ — нормированные относительно $R_{вых1}$ и ω_B значения элементов $C1, C2, L'3$; $L'3 = L3 + L_{вх2}$, где $\omega_B = 2\pi(f_B + f_{11})/2$ — центральная круговая частота полосового усилителя; $L_{вх2}$ — величина входной индуктивности однонаправленной модели транзистора VT2.

Коэффициент передачи последовательного соединения КЦ и транзистора VT2 в области средних частот описывается выражением [50]:

$$S_{210} = 2C1нT_n(1)\sqrt{R_{вх11}G_{ном1.2}(1)}, \quad (5.1)$$

где $T_n(1)$ — коэффициент, численно равный значению функции-прототипа на частоте ω_B и приведенный в табл. 5.1.

Анализ полученных результатов позволяет установить следующее. При заданном отношении f_B/f_{11} существует определенное значение $R_{вх11}$, при превышении которого реализация каскада с требуемой формой АЧХ становится невозможной. Это обусловлено уменьшением добротности рассматриваемой цепи с увеличением $R_{вх11}$.

При условии $f_B/f_{11} > 1,3$ в каскаде с анализируемой КЦ коэффициент усиления в области частот ниже f_{11} оказывается соизмеримым с его коэффициентом усиления в полосе рабочих частот. Поэтому в таблице приведены результаты расчетов нормированных значений элементов КЦ ограниченные отношением f_B/f_{11} равным 1,3.

При известных $\omega_B, R_{вых1}, L_{вх2}, R_{вх2}$ расчет КЦ состоит из следующих этапов. Вычисляется значение $R_{вх11}$. По табл. 5.1 выбираются значения $C1н, C2н, L'3н$, соответствующие требуемому значению отношения f_B/f_{11} и рассчитанному значению $R_{вх11}$, и осуществляется их денормирование.

Пример 5.1. Осуществим проектирование однокаскадного усилителя на транзисторе КТ939А при условиях: $R_r = R_n = 50$ Ом; центральная частота полосы пропускания равна 1 ГГц; относительная полоса пропускания равна $f_B/f_n = 1,1$. Схема усилителя приведена на рис. 5.5. На выходе усилителя включена выходная согласующая цепь, состоящая из элементов $L3, C6$ (см. раздел 3.1).

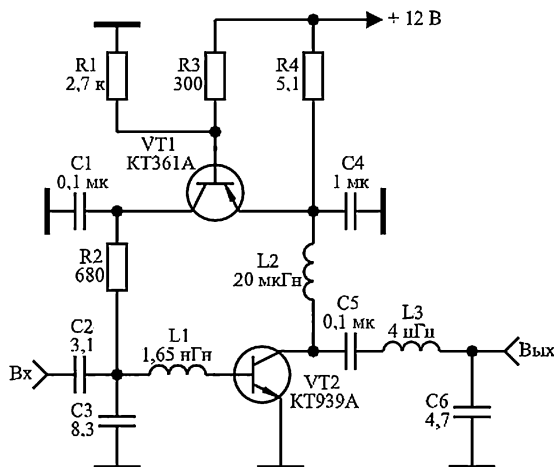


Рис. 5.5. Принципиальная схема усилительного каскада с корректирующей цепью третьего порядка

Решение. Используя справочные данные транзистора KT939A [4] и соотношения (1.3) для расчета значений элементов однонаправленной модели bipolarного транзистора, получим: $L_{вх} = 0,75$ нГн; $R_{вх} = 1,2$ Ом; $G_{ном1,2}(1) = 20$.

Нормированное относительно R_T значение $R_{вх}$ равно: $R_{вхн} = R_{вх}/R_T = 0,024$. Для условия $f_B/f_H = 1,1$ ближайшая табличная величина $R_{вхн} = 0,03$.

Для указанного значения $R_{вхн}$ из табл. 5.1 найдем: $C2н = 0,956$; $C3н = 2,620$; $L'1н = 0,302$.

Денормируя полученные значения элементов КЦ определим: $C2 = C2н/R_T\omega_B = 3,1$ пФ; $C3 = 8,3$ пФ; $L'1 = L'1нR_T/\omega_B = 2,4$ нГн; $L1 = L'1 - L_{вх2} = 1,65$ нГн.

Теперь по (5.1) вычислим: $S_{210} = 3,71$.

На рис. 5.6 приведена АЧХ спроектированного однокаскадного усилителя, вычисленная с использованием полной эквивалентной схемы замещения транзистора KT939A [4] (кривая 1). Здесь же представлена экспериментальная характеристика усилителя (кривая 2).

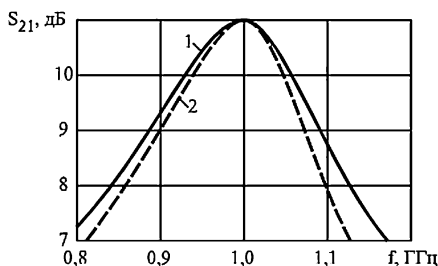


Рис. 5.6. Расчетная и экспериментальная АЧХ усилительного каскада

5.2. Проектирование каскадов с корректирующей цепью четвертого порядка с катушкой индуктивности на входе

Принципиальная схема корректирующей цепи четвертого порядка с катушкой индуктивности на входе приведена на рис. 5.2.

Нормированные значения элементов КЦ, соответствующие различным величинам относительной полосы пропускания, для неравномерности АЧХ $\pm 0,5$ дБ и для различных значений $R_{вхII}$ приведены в табл. 5.2 [31].

В таблице приняты следующие обозначения:

$R_{вхII} = R_{вх2}/R_{вых1}$, где $R_{вх2}$ — входное сопротивление однонаправленной модели транзистора VT2, $R_{вых1}$ — выходное сопротивление однонаправленной модели транзистора VT1;

$L1н, C2н, C3н, L'4н$ — нормированные относительно $R_{вых1}$ и ω_b значения элементов $L1, C2, C3, L'4, L'4 = L4 + L_{вх2}$, $\omega_b = 2\pi(f_b + f_{II})/2$ — центральная круговая частота полосового усилителя; $L_{вх2}$ — величина входной индуктивности однонаправленной модели транзистора VT2.

Коэффициент передачи последовательного соединения КЦ и транзистора VT2 в области средних частот описывается выражением [31]:

$$S_{210} = 2L1нC2нT_n(1)\sqrt{R_{вхII}G_{ном1.2}(1)}, \quad (5.2)$$

где $T_n(1)$ — коэффициент, численно равный значению функции-прототипа на частоте ω_b и приведенный в табл. 5.2.

При больших значениях f_b/f_{II} анализируемая схема перерождается в трехэлементную КЦ, методика расчета которой описана в разделе 4.3. Поэтому в табл. 5.2 приведены результаты расчетов нормированных значений элементов КЦ, ограниченные отношением $f_b/f_{II} = 5$.

При известных $\omega_b, R_{вых1}, L_{вх2}, R_{вх2}$ расчет КЦ состоит из следующих этапов. Вычисляется значение $R_{вхII}$. По табл. 5.2 выбирают значения $L1н, C2н, C3н, L'4н$, соответствующие требуемому значению отношения f_b/f_{II} и рассчитанному значению $R_{вхII}$, и осуществляется их денормирование.

Пример 5.2. Осуществим проектирование однокаскадного транзисторного усилителя, при условиях: $R_r = R_n = 75$ Ом; диапазон частот 88...108 МГц; в качестве усилительного элемента использовать транзистор КТ970А. Принципиальная схема каскада приведена на рис. 5.7. Элементы L6, C6, L7, C7 формируют трансформатор импедансов, обеспечивающий оптимальность, в смысле до-

Таблица 5.2. Нормированные значения элементов КЦ для $\delta = 0,5$ дБ

ОП	$R_{вхн}$	$L_{1н}$	$C_{2н}$	$C_{3н}$	$L'_{4н}$
$f_{в}/f_{н} = 1,3$ $T_{н}(1) = 13,53$	0,0006	0,2509	4,419	76,29	0,01200
	0,0004	0,2721	4,068	64,22	0,01429
	0,0002	0,2872	3,855	57,04	0,01609
	0,0	0,2999	3,702	51,96	0,01764
$f_{в}/f_{н} = 1,4$ $T_{н}(1) = 7,03$	0,0020	0,3424	3,538	36,13	0,0236
	0,0015	0,3926	3,066	25,96	0,0331
	0,0005	0,4084	2,951	23,66	0,0363
	0,0	0,4217	2,864	21,93	0,0391
$f_{в}/f_{н} = 1,6$ $T_{н}(1) = 4,24$	0,004	0,4757	2,799	17,78	0,04424
	0,002	0,5259	2,527	13,54	0,05822
	0,001	0,5431	2,452	12,46	0,06313
	0,0	0,5580	2,392	11,63	0,06747
$f_{в}/f_{н} = 2$ $T_{н}(1) = 1,64$	0,014	0,850	2,133	7,586	0,082
	0,01	0,911	1,991	5,578	0,112
	0,005	0,953	1,917	4,736	0,131
	0,0	0,986	1,869	4,233	0,145
$f_{в}/f_{н} = 3$ $T_{н}(1) = 0,61$	0,03	1,864	1,609	3,213	0,139
	0,02	1,927	1,589	2,458	0,178
	0,01	1,971	1,582	2,143	0,200
	0,0	2,008	1,579	1,939	0,218
$f_{в}/f_{н} = 5$ $T_{н}(1) = 0,25$	0,045	3,972	1,366	2,162	0,160
	0,03	4,040	1,395	1,635	0,204
	0,01	4,103	1,426	1,366	0,235
	0,0	4,131	1,440	1,279	0,247

стижения максимального значения выходной мощности, сопротивление нагрузки транзистора (см. раздел 3.3).

Решение. Используя справочные данные транзистора КТ970А [4] и соотношения (1.3) для расчета значений элементов однонаправленной модели биполярного транзистора, получим: $R_{вх} = r_{г} = 0,053$ Ом; $L_{вх} = L_{г} + L_{э} = 0,9$ нГн; $G_{ном12}(1) = 113$.

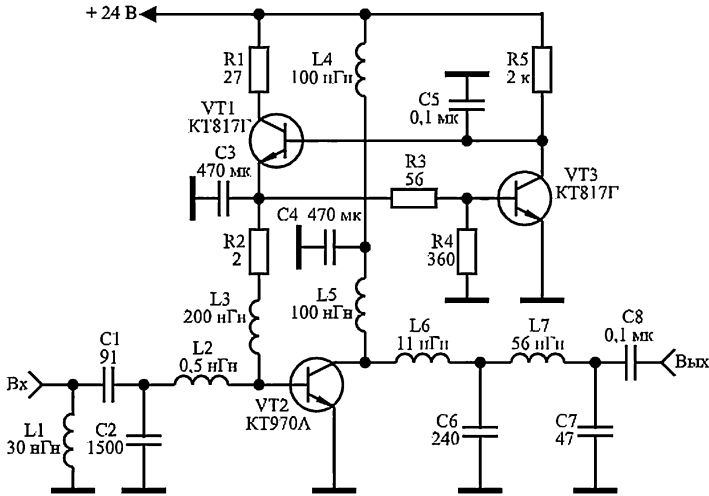


Рис. 5.7. Принципиальная схема мощного полосового усилительного каскада

Для заданного диапазона частот имссм: $\omega_B = 2\pi(108 + 88) \cdot 10^6/2 = 6,15 \cdot 10^8$; $f_B/f_H = 1,23$. Нормированное относительно R_T значение R_{Bx} равно: $R_{BxH} = R_{Bx}/R_T = 7,06 \cdot 10^{-4}$. При условии $f_B/f_H = 1,3$ ближайшая табличная величина $R_{BxH} = 6 \cdot 10^{-4}$.

Для указанного значения R_{BxH} из табл. 5.2 получим нормированные значения элементов КЦ каскада, приведенного на рис. 5.7: $L'_{1H} = 0,2509$; $C'_{1H} = 4,419$; $C'_{2H} = 76,29$; $L'_{2H} = 0,012$.

Денормируя полученные значения элементов КЦ определим: $L_1 = 30,5$ нГн; $C_1 = 95,8$ пФ; $C_2 = 1650$ пФ; $L'_2 = 1,46$ нГн; $L_2 = L'_2 - L_{Bx} = 0,56$ нГн.

По (5.2) рассчитаем коэффициент усиления каскада: $S_{210} = 8,04$.

На рис. 5.8 приведена АЧХ спроектированного однокаскадного усилителя, вычисленная с использованием полной эквивалентной схемы замещения транзистора [4] (кривая 1). Здесь же представлена экспериментальная характеристика усилителя (кривая 2).

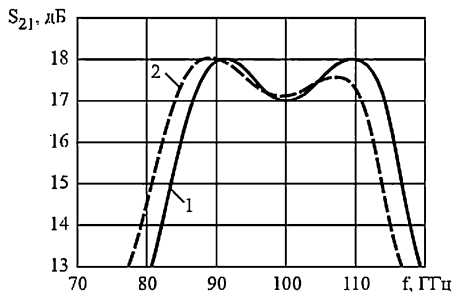


Рис. 5.8. Расчетная и экспериментальная АЧХ мощного полосового усилительного каскада

5.3. Проектирование каскадов с корректирующей цепью четвертого порядка с конденсатором на входе

Принципиальная схема корректирующей цепи четвертого порядка с конденсатором на входе приведена на рис. 5.3. Ее применение в полосовых усилителях мощности ОВЧ и УВЧ-диапазонов и методика настройки подробно описаны в [9].

Нормированные значения элементов КЦ, соответствующие различным величинам относительной полосы пропускания, для неравномерности АЧХ $\pm 0,5$ дБ и для различных значений $R_{вхII}$ приведены в табл. 5.3 [9].

В таблице приняты следующие обозначения:

$R_{вхII} = R_{вх2}/R_{вых1}$, где $R_{вх2}$ — входное сопротивление однонаправленной модели транзистора VT2, $R_{вых1}$ — выходное сопротивление однонаправленной модели транзистора VT1;

$C1н, L2н, L'3н, C4н$ — нормированные относительно $R_{вых1}$ и ω_B значения элементов $C1, L2, L'3, C4$; $L'3 = L3 + L_{вх2}$, $\omega_B = 2\pi(f_B + f_{II})/2$ — центральная круговая частота полосового усилителя, $L_{вх2}$ — величина входной индуктивности однонаправленной модели транзистора VT2.

Коэффициент передачи последовательного соединения КЦ и транзистора VT2 в области средних частот описывается выражением [9]:

$$S_{210} = 2L3нC4нT_n(1)\sqrt{R_{вхII}G_{ном1.2}(1)}, \quad (5.3)$$

где $T_n(1)$ — коэффициент, численно равный значению функции-прототипа на частоте ω_B , приведен в табл. 5.3.

При известных $\omega_B, R_{вых1}, L_{вх2}, R_{вх2}$ расчет КЦ состоит из следующих этапов. Вычисляется значение $R_{вхII}$. По табл. 5.3 выбираются значения $C1н, L2н, L'3н, C4н$ соответствующие требуемому значению отношения f_B/f_{II} и рассчитанному значению $R_{вхII}$, и осуществляется их денормирование.

Пример 5.3. Осуществим проектирование однокаскадного транзисторного усилителя, при условиях: $R_r = R_n = 75$ Ом, диапазон усиливаемых частот 60...80 МГц, используемый транзистор — КТ970А. Принципиальная схема усилительного каскада приведена на рис. 5.9. Элементы $L6, C5, C6, L7$ формируют трансформатор импедансов, обеспечивающий оптимальное, в смысле достижения максимального значения выходной мощности, сопротивление нагрузки транзистора (см. раздел 3.3).

Решение. Используя справочные данные транзистора КТ970А [4] и соотношения (1.3) для расчета значений элементов однонаправленной модели бипо-

Таблица 5.3. Нормированные значения элементов КЦ для $\delta = 0,5$ дБ

ОПП	$R_{вхн}$	C1н	L2н	L'3н	C4н
$f_B/f_H = 1,3$ $T_n(1) = 13,53$	0,00045	3,884	0,283	0,0150	61,44
	0,00044	3,845	0,282	0,0159	58,89
	0,00032	3,690	0,280	0,0191	52,82
	0,0	3,456	0,279	0,0212	50,33
$f_B/f_H = 1,4$ $T_n(1) = 7,03$	0,00201	2,991	0,379	0,0365	25,05
	0,00196	2,950	0,377	0,0387	24,04
	0,00160	2,818	0,372	0,0448	22,03
	0,0	2,533	0,369	0,0531	20,91
$f_B/f_H = 1,6$ $T_n(1) = 4,24$	0,00606	2,450	0,470	0,0731	12,44
	0,0059	2,408	0,466	0,0777	12,01
	0,0047	2,263	0,457	0,0908	11,16
	0,0	1,984	0,450	0,1084	10,83
$f_B/f_H = 2$ $T_n(1) = 1,64$	0,038	1,755	0,654	0,265	3,709
	0,032	1,627	0,632	0,302	3,636
	0,014	1,411	0,609	0,357	3,681
	0,0	1,297	0,602	0,385	3,764
$f_B/f_H = 3$ $T_n(1) = 0,61$	0,200	1,472	0,921	0,793	1,245
	0,180	1,350	0,863	0,903	1,273
	0,070	1,004	0,746	1,192	1,500
	0,0	0,871	0,702	1,306	1,676
$f_B/f_H = 5$ $T_n(1) = 0,25$	0,61	1,415	1,356	1,912	0,512
	0,53	1,254	1,189	2,277	0,553
	0,20	0,850	0,851	3,11	0,834
	0,0	0,678	0,725	3,406	1,122

лярного транзистора, получим: $R_{вх} = r_B = 0,053$ Ом; $L_{вх} = L_6 + L_3 = 0,9$ нГн; $G_{ном12}(1) = 175$.

Для заданного диапазона частот имеем: $\omega_B = 2\pi(108 + 88) \cdot 10^6/2 = 4,4 \cdot 10^8$; $f_B/f_H = 1,33$. Нормированное относительно R_T значение $R_{вх}$ равно: $R_{вхн} = R_{вх}/R_T = 7,06 \cdot 10^{-4}$. При условии $f_B/f_H = 1,4$ ближайшая табличная величина $R_{вхн} = 0,0$.

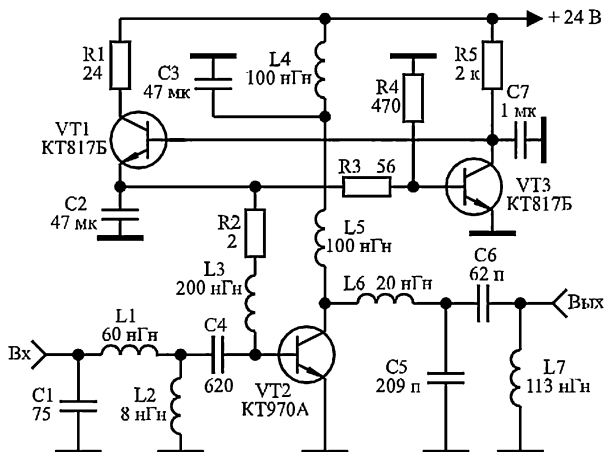


Рис. 5.9. Принципиальная схема мощного полосового усилительного каскада

Для указанного значения $R_{вхн}$ из табл. 5.3 получим нормированные значения элементов КЦ каскада, приведенного на рис. 5.9: $C1н = 2,533$; $L1н = 0,369$; $L'2н = 0,0531$; $C4н = 20,91$.

Денормируя полученные значения элементов КЦ определим: $C1 = C1н/R_{г\omega_b} = 77$ пФ; $L1 = L1нR_{г\omega_b} = 63$ нГн; $L'2 = 9$ нГн; $C4 = 630$ пФ; $L2 = L'2 - L_{вх} = 8$ нГн.

По (5.3) рассчитаем коэффициент усиления каскада: $S_{210} = 5,5$.

На рис. 5.10 приведена АЧХ спроектированного однокаскадно-го усилителя, вычисленная с использованием полной эквивалентной схемы замещения транзистора [4] (кривая 1). Здесь же представлена экспериментальная характеристика усилителя (кривая 2).

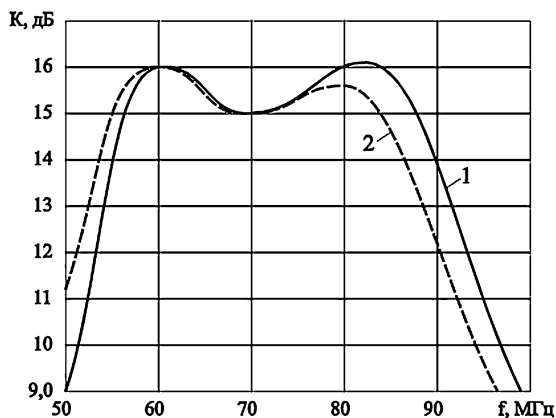


Рис. 5.10. Расчетная и экспериментальная АЧХ полосового усилителя

5.4. Проектирование каскадов с корректирующей цепью, выполненной в виде фильтра нижних частот

Принципиальная схема корректирующей цепи четвертого порядка, выполненной в виде фильтра нижних частот, приведена на рис. 5.4.

Нормированные значения элементов КЦ, соответствующие различным величинам относительной полосы пропускания, для неравномерности АЧХ $\pm 0,5$ дБ и для различных значений $R_{вхн}$ приведены в табл. 5.4 [51].

Таблица 5.4. Нормированные значения элементов КЦ для $\delta = 0,5$ дБ

ОП	$R_{вхн}$	$C1н$	$L2н$	$C3н$	$L'4н$
$f_B/f_H = 1,3$ $T_n(1) = 10,2$	0,0017	3,565	0,2906	54,04	0,0173
	0,0016	3,322	0,3063	47,13	0,0201
	0,0013	3,050	0,3282	39,86	0,0242
	0,0	2,615	0,3741	28,65	0,0344
$f_B/f_H = 1,4$ $T_n(1) = 6,2$	0,0045	2,528	0,4113	24,09	0,0376
	0,0042	2,374	0,4272	21,06	0,0441
	0,0033	2,201	0,4500	17,98	0,0528
	0,0	1,931	0,4960	13,50	0,0724
$f_B/f_H = 1,6$ $T_n(1) = 3,9$	0,010	1,811	0,5443	11,86	0,0706
	0,009	1,703	0,5584	10,27	0,0843
	0,007	1,590	0,5788	8,846	0,1009
	0,0	1,426	0,6176	6,970	0,1329
$f_B/f_H = 2$ $T_n(1) = 2,8$	0,018	1,320	0,6338	6,975	0,1028
	0,017	1,267	0,6396	6,265	0,1181
	0,014	1,202	0,6508	5,538	0,1379
	0,0	1,071	0,6833	4,291	0,1876

В таблице приняты следующие обозначения:

$R_{вхн} = R_{вх2}/R_{вых1}$, где $R_{вх2}$ — входное сопротивление однонаправленной модели транзистора VT2, $R_{вых1}$ — выходное сопротивление однонаправленной модели транзистора VT1;

$C1н, L2н, C3н, L'4н$, — нормированные относительно $R_{ввых1}$ и $\omega_в$ значения элементов $C1, L2, C3, L'4$; $L'4 = L4 + L_{вх2}$, $\omega_в = 2\pi(f_в + f_{н1})/2$ — центральная круговая частота полосового усилителя, $L_{вх2}$ — величина входной индуктивности однонаправленной модели транзистора VT2.

Коэффициент передачи последовательного соединения КЦ и транзистора VT2 в области средних частот описывается выражением [9]:

$$S_{210} = 2T_n(1)\sqrt{R_{вхн}G_{ном1.2}(1)}, \quad (5.4)$$

где $T_n(1)$ — коэффициент, численно равный значению функции-прототипа на частоте $\omega_в$, приведен в табл. 5.4.

При допустимой неравномерности АЧХ, равной 0,5...2 дБ, с аппроксимация соответствующей функцией-прототипом возможна при условии: $f_в/f_{н1} \leq 2$. Поэтому создание усилителя с полосой пропускания более одной октавы с использованием КЦ изображенной на рис. 5.4 невозможно.

При известных $\omega_в, R_{ввых1}, L_{вх2}, R_{вх2}$ расчет КЦ состоит из следующих этапов. Вычисляется значение $R_{вхн}$. По табл. 5.4 выбираются значения $C1н, L2н, C3н, L'4н$ соответствующие требуемому значению отношения $f_в/f_{н1}$ и рассчитанному значению $R_{вхн}$, и осуществляется их денормирование.

Пример 5.4. Осуществим проектирование однокаскадного транзисторного усилителя, при условиях: $R_r = R_n = 75$ Ом, диапазон усиливаемых частот 92...100 МГц, используемый транзистор — КТ970А. Принципиальная схема усилительного каскада приведена на рис. 5.11. Элементы $L6, C7, L7, C8$ формируют трансформатор импедансов, обеспечивающий оптимальное, в смысле достижения максимального значения выходной мощности, сопротивление нагрузки транзистора (см. раздел 3.3).

Решение. Используя справочные данные транзистора КТ970А [4] и соотношения (1.3) для расчета значений элементов однонаправленной модели биполярного транзистора, получим: $R_{вх} = r_б = 0,053$ Ом; $L_{вх} = L_б + L_э = 0,9$ нГн; $G_{ном12}(1) = 120$.

Для заданного диапазона частот имеем: $\omega_в = 2\pi(100 + 92) \cdot 10^6/2 = 6 \cdot 10^8$; $f_в/f_{н1} = 1,09$. Нормированное относительно R_r значение $R_{вх}$ равно: $R_{вхн} = R_{вх}/R_r = 7,06 \cdot 10^{-4}$. При условии $f_в/f_{н1} = 1,3$ ближайшая табличная величина $R_{вхн} = 0,0$.

Для указанного значения $R_{вхн}$ из табл. 5.4 получим нормированные значения элементов КЦ каскада, приведенного на рис. 5.11: $C2н = 2,615$; $L1н = 0,3741$; $C3н = 28,65$; $L'2н = 0,0344$. Денормируя полученные значения элементов КЦ определим: $C2 = 58$ пФ; $L1 = 47$ нГн; $C3 = 635$ пФ; $L'2 = 4,4$ нГн; $L2 = 3,5$ нГн.

По (5.4) рассчитаем коэффициент усиления каскада: $S_{210} = 5,9$.

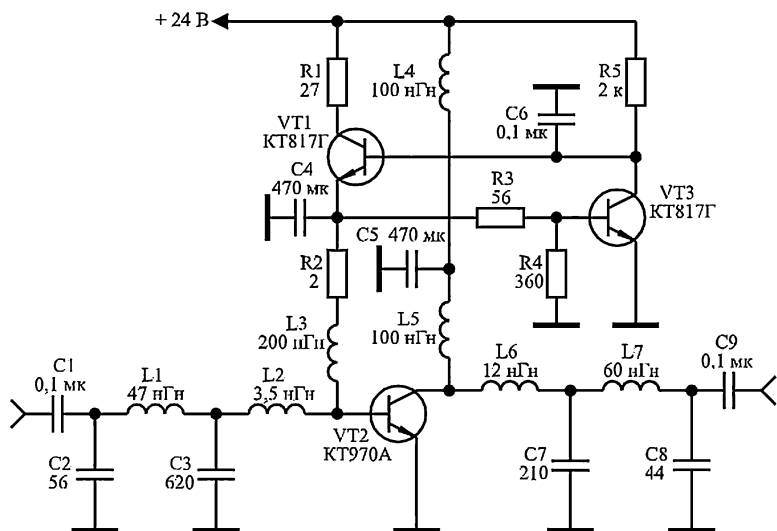


Рис. 5.11. Принципиальная схема мощного полосового усилительного каскада

На рис. 5.12 приведена АЧХ спроектированного однокаскадно-го усилителя, вычисленная с использованием полной эквивалентной схемы замещения транзистора [4] (кривая 1). Здесь же представлена экспериментальная характеристика усилителя (кривая 2).

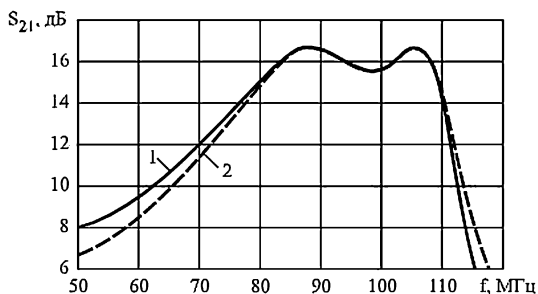


Рис. 5.12. Расчетная и экспериментальная АЧХ полосового усилительного каскада

Глава 6

Непосредственное сложение мощности, отдаваемой несколькими транзисторами

Требуемые уровни выходной мощности усилителей радиопередающих устройств превышают возможности современной элементной базы. Поэтому при их создании используют различные методы повышения выходной мощности. Условно эти методы можно разделить на три больших класса: непосредственное сложение мощности, отдаваемой несколькими транзисторами; использование специальных устройств сложения мощности, отдаваемой несколькими выходными усилительными каскадами; схемотехнические методы повышения выходной мощности [3, 11, 13, 18].

В настоящем разделе рассмотрим способы непосредственного сложения мощности, отдаваемой несколькими транзисторами: параллельное соединение транзисторов; последовательно-параллельное соединение транзисторов; последовательное соединение транзисторов.

6.1. Параллельное соединение транзисторов

Пример принципиальной схемы усилительного каскада с параллельным соединением транзисторов приведен на рис. 6.1, *а*. Эквивалентная схема по переменному току приведена на рис. 6.1, *б* [52]. При расчете цепей коррекции и согласования (см. разделы 3, 4, 5) каскада с таким соединением транзисторов их входные и выходные проводимости складываются.

Недостатком рассматриваемой схемы сложения мощности является необходимость тщательного подбора транзисторов для реализации одинаковых условий их работы, сложность разработки цепей коррекции для формирования результирующей амплитудно-частотной характеристики [52]. Поэтому такое включение транзисторов не нашло применения при разработке ВЧ усилителей мощности.

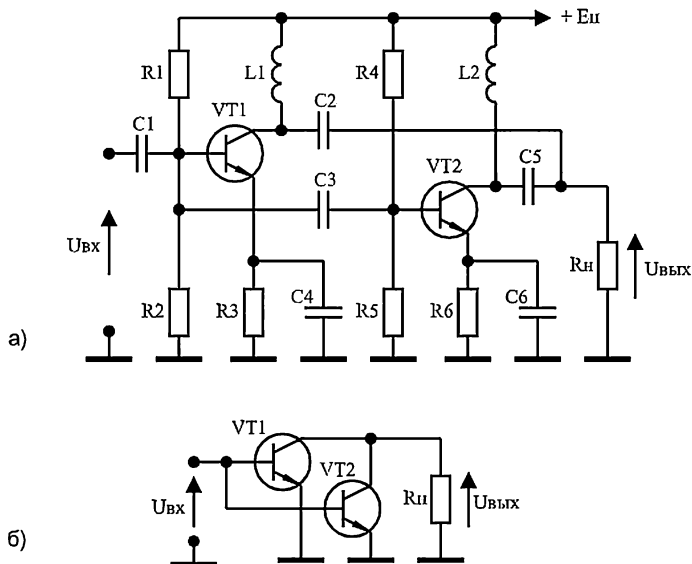


Рис. 6.1. Схема усилительного каскада с параллельным соединением транзисторов

6.2. Последовательно-параллельное соединение транзисторов

Пример принципиальной схемы усилительного каскада с последовательно-параллельным соединением транзисторов приведен на рис. 6.2, а, эквивалентная схема по переменному току — на рис. 6.2, б [53, 54].

Благодаря совместному использованию параллельной отрицательной обратной связи по напряжению и последовательной отрицательной обратной связи по току достигается стабилизация коэффициента усиления каскада, его входного и выходного сопротивления. При выполнении равенств:

$$R_r = R_{н1}; \quad R_3 R_{oc} = R_{н2}^2, \quad (6.1)$$

схема оказывается согласованной по входу и выходу с КСВН не более 1,3 в рабочем диапазоне частот. Поэтому взаимное влияние подобных каскадов друг на друга при их каскадировании практически отсутствует [55].

Суммирование выходных токов транзисторов VT1 и VT2 позволяет получить в нагрузке мощность, почти вдвое превышающую мощность, отдаваемую каждым транзистором.

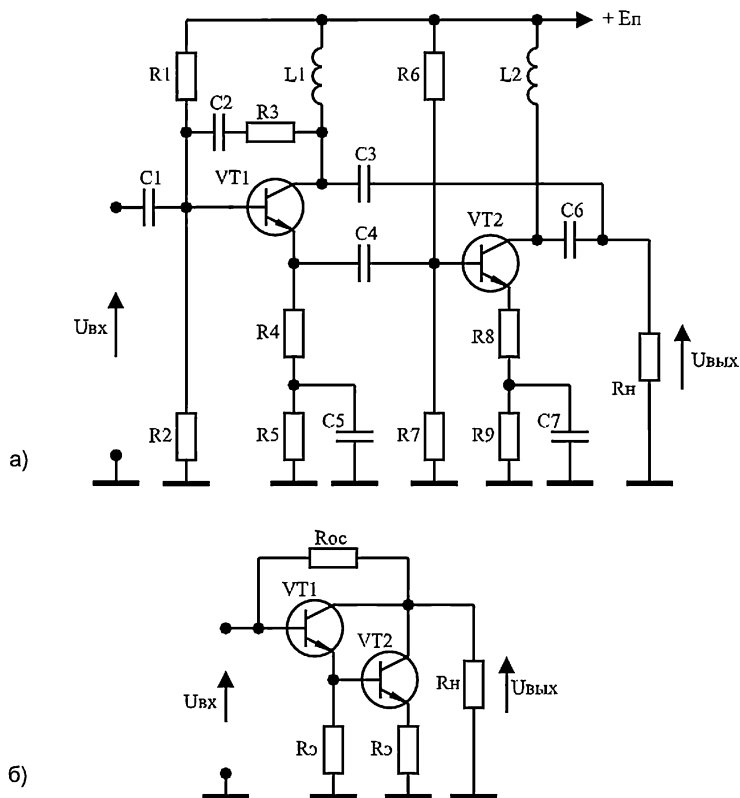


Рис. 6.2. Схема усилительного каскада с последовательно-параллельным соединением транзисторов

При выполнении условий (6.1) и выборе транзисторов VT1 и VT2 одного типа коэффициент внесенного усиления каскада в области верхних частот описывается выражением:

$$K_{E/2}(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E/2} = K_0 \frac{1}{1 + b_1 p + b_2 p^2}, \quad (6.2)$$

где E — ЭДС источника сигнала;

$p = j\omega$;

ω — текущая круговая частота;

$$K_0 = (R_{\text{oc}} - R_{\text{о}}) / (R_{\text{н}} + R_{\text{о}}); \quad (6.3)$$

$$b_1 = \frac{\tau_1 (R_{\text{oc}} + 2R_{\text{н}} + 2R_{\text{о}}) + \tau_2 (R_{\text{oc}} + 2R_{\text{н}})}{2(R_{\text{н}} + R_{\text{о}})};$$

$$b_2 = \frac{\tau_1 \tau_2 (R_{oc} + 2R_{II})}{2(R_{II} + R_{\sigma})},$$

$$\tau_1 = C_{\sigma} r_{\sigma}; \quad \tau_2 = C_K R_{II};$$

C_{σ} , C_K , r_{σ} — элементы эквивалентной схемы замещения биполярного транзистора (см. рис. 1.1).

Задавая значением K_0 , из (6.1) и (6.3) получим:

$$R_{oc} = \frac{R_{II} \left[K_0 + \sqrt{K_0^2 + 4(1 + K_0)} \right]}{2}. \quad (6.4)$$

При заданном уровне частотных искажений $Y_B = \left| \frac{K_{E/2}(\omega_B)}{K_0} \right|$,

верхняя граничная частота f_B полосы пропускания каскада равна:

$$f_B = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(b_1^2 - 2b_2)^2 + 4Nb_2^2 - (b_1^2 - 2b_2)}{2b_2^2}}, \quad (6.5)$$

$$\text{где } N = \frac{(1 - Y_B^2)}{Y_B^2}.$$

В [56] показано, что при выполнении условий (6.1) ощущаемое сопротивление нагрузки транзистора каскада с комбинированной отрицательной обратной связью равно R_{II} . С учетом этого найдем, что максимальные значения амплитуды выходного напряжения $U_{\text{вых.м}}$ и мощности $P_{\text{вых.м}}$, отдаваемых каскадом (рис. 6.2) в нагрузку, составляют величины:

$$U_{\text{вых.м}} = \frac{U_{\text{тр.м}} (R_{oc} - R_{\sigma})}{(R_{oc} + R_{II})}; \quad P_{\text{вых.м}} = \frac{U_{\text{вых.м}}^2}{2R_{II}}, \quad (6.6)$$

где $U_{\text{тр.м}}$ — максимальное значение напряжения сигнала, отдаваемого транзисторами VT1 и VT2.

При заданном значении допустимой мощности $P_{\text{к.д.}}$, рассеиваемой на коллекторе каждого из транзисторов VT1 и VT2, ток $I_{\text{к0}}$ и напряжение $U_{\text{к0}}$ в рабочих точках этих транзисторов могут быть рассчитаны по формулам [18]:

$$I_{\text{к0}} = \sqrt{\frac{P_{\text{к.д.}} \xi}{2R_{II} \Psi}}; \quad U_{\text{к0}} = \sqrt{\frac{2P_{\text{к.д.}} R_{II} \Psi}{\xi}}, \quad (6.7)$$

где ψ , ξ — коэффициенты использования транзистора по току и напряжению.

Из (6.7) определим:

$$U_{\text{тр.м}} = \sqrt{2P_{\text{к.д.}} R_{\text{н}} \xi \psi}. \quad (6.8)$$

Пример 6.1. Рассчитать $I_{\text{к0}}$, $U_{\text{кэ0}}$, $P_{\text{вых.м}}$, $f_{\text{в}}$, $R_{\text{ос}}$, $R_{\text{э}}$ каскада приведенного на рис. 6.2, *a* при использовании транзисторов КТ610А ($C_{\text{к}} = 4$ пФ; $f_{\text{т}} = 1$ ГГц; $\beta_0 = 120$; $P_{\text{к.д.}} = 1,5$ Вт; $\psi = 0,95$; $\xi = 0,9$ [4]) и условий: $R_{\text{г}} = R_{\text{н}} = 50$ Ом; $Y_{\text{в}} = 0,9$; $K_0 = 3$.

Решение. По известным $P_{\text{к.д.}}$, $R_{\text{н}}$, ξ и ψ из (6.7) и (6.8) получим: $I_{\text{к0}} = 119$ мА, $U_{\text{кэ0}} = 12,6$ В, $U_{\text{тр.м}} = 11,3$ В. Подставляя K_0 и $R_{\text{н}}$ в (6.4) найдем: $R_{\text{ос}} = 200$ Ом.

По известному значению $R_{\text{ос}}$ из (6.1) определим: $R_{\text{э}} = 12,5$ Ом.

Рассчитывая коэффициенты b_1 , b_2 формулы (6.2) и подставляя в (6.5) вычислим: $f_{\text{в}} = 95$ МГц. Теперь по (6.6) рассчитаем: $U_{\text{вых.м}} = 8,5$ В, $P_{\text{вых.м}} = 0,72$ Вт.

6.3. Последовательное соединение транзисторов

Пример принципиальной схемы усилительного каскада с последовательным соединением транзисторов приведен на рис. 6.3, *a*, эквивалентная схема по переменному току — на рис. 6.3, *б* [57, 58].

Для схемы (рис. 6.3, *a*) C_6 и R_9 являются элементами цепи обратной связи транзистора VT4 и на рис. 6.3, *б* обозначены, как $C_{\text{ос}}$ и $R_{\text{ос}}$. Чаще всего, транзисторы VT2 и VT4 выбирают одинаковыми. Коэффициент усиления по току транзистора VT4 близок к единице. Поэтому сигнальный ток, отдаваемый транзистором VT2, практически равен выходному току, протекающему в нагрузке. При выполнении условия:

$$|K_{\text{и}}| = \left| \frac{U_{\text{вых2}}}{U_{\text{вых1}}} \right| = 2, \quad (6.9)$$

амплитуда выходного напряжения, отдаваемого транзистором VT4, равна амплитуде выходного напряжения транзистора VT2. Поэтому ощущаемое сопротивление нагрузки каждого из транзисторов равно половине сопротивления $R_{\text{н}}$. В литературе рассматриваемую схему часто называют каскадом со сложением напряжений [57], поскольку напряжение в нагрузке равно сумме напряжений, отдаваемых транзисторами VT2 и VT4.

Коррекция искажений вносимых транзистором VT2 в области верхних частот полосы пропускания схемы может быть осуществ-

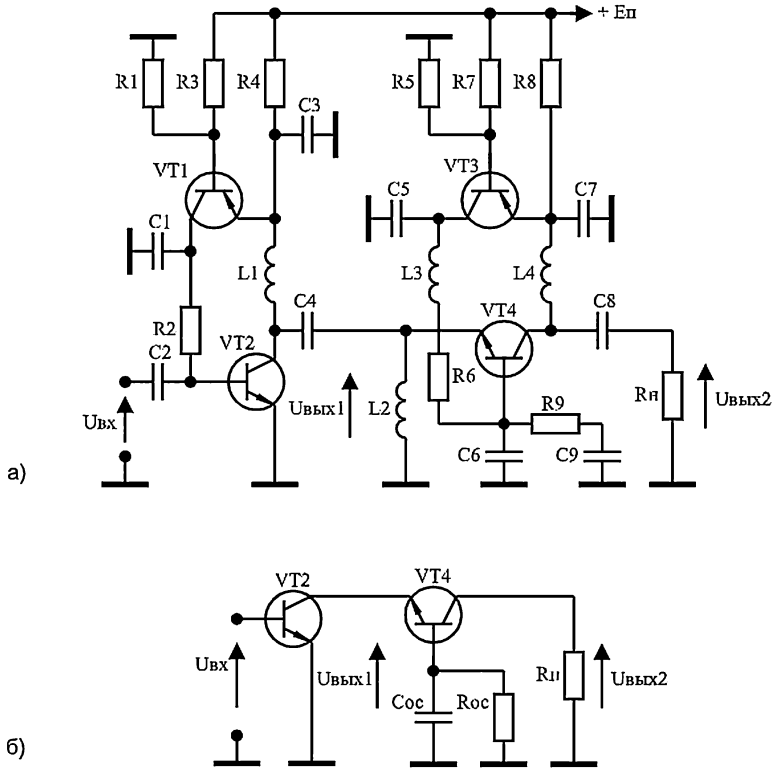


Рис. 6.3. Схема усилительного каскада с последовательным соединением транзисторов

лена с использованием корректирующих цепей описанных в разделе 4.

Коррекция искажений вносимых транзистором VT4 в области верхних частот полосы пропускания схемы осуществляется элементами R_{oc} и C_{oc} , которые рассчитывают по формулам [57]:

$$R_{oc} = \beta_0 R_{н} / 2; \quad (6.10)$$

$$C_{oc} = C_{к} + \frac{C_{\sigma} \Gamma_{\sigma} \beta_0}{R_{oc}}, \quad (6.11)$$

а значение $f_{в}$ определяется из соотношения:

$$f_{в} = \frac{R_{н} (C_{к} + C_{oc}) \sqrt{1 - Y_{в}}}{2\pi [2C_{\sigma} C_{к} \Gamma_{\sigma} R_{н} + C_{oc} \Gamma_{\sigma} (C_{к} \cdot R_{н} + C_{\sigma} \Gamma_{\sigma})]}. \quad (6.12)$$

При выполнении условия (6.9) и заданном значении допустимой мощности $P_{к.д.}$, рассеиваемой на коллекторе каждого из транзисторов VT2 и VT4, ток $I_{ко}$ и напряжение $U_{кэо}$ в рабочих точках этих транзисторов могут быть рассчитаны по формулам:

$$I_{ко} = \sqrt{\frac{2P_{к.д.} \xi}{R_{п\Psi}}}; \quad U_{кэо} = \sqrt{\frac{P_{к.д.} R_{п\Psi}}{2\xi}} \quad (6.13)$$

Из (6.13) определим:

$$U_{вых2} = \sqrt{2P_{к.д.} R_{п} \xi \Psi}; \quad P_{вых.м} = P_{к.д.} \Psi \xi \quad (6.14)$$

Описание примеров использования усилительных каскадов с последовательным соединением транзисторов в широкополосных усилителях мощности можно найти в разделе 11.

Пример 6.2. Рассчитать $I_{ко}$ и $U_{кэо}$ транзисторов VT2 и VT4, верхнюю граничную частоту, при которой вносимые транзистором VT4 искажения амплитудно-частотной характеристики не превышают величины 0,9 ($Y_b = 0,9$), а также $P_{вых.м}$, $R_{ос}$, $C_{ос}$ каскада, приведенного на рис. 6.3, а при использовании транзисторов КТ610А ($C_k = 4$ пФ; $f_T = 1$ ГГц; $\beta_0 = 120$; $P_{к.д.} = 1,5$ Вт; $\psi = 0,95$; $\xi = 0,9$ [4]) и условий: $R_T = R_H = 50$ Ом.

Решение. По известным $P_{к.д.}$, R_H , ξ и ψ из (6.13) и (6.14) получим: $I_{ко} = 238$ мА, $U_{кэо} = 6,3$ В, $P_{вых.м} = 1,28$ Вт.

По формулам (6.10) и (6.11) найдем: $R_{ос} = 3$ кОм, $C_{ос} = 10,4$ пФ. Теперь по (6.12) рассчитаем: $f_b = 478$ МГц.

Глава 7

Устройства сложения мощности, отдаваемой несколькими выходными каскадами

Устройства сложения мощности, отдаваемой несколькими выходными каскадами, применяются при построении как широкополосных, так и полосовых радиопередающих устройств. Это широкополосные сумматоры на ферритовых сердечниках, сумматоры на коаксиальных отрезках линий передачи с симметричным входом и несимметричным выходом, кольцевые схемы сложения, трехдесцибелные уравнивательные мосты (направленные ответвители с коэффициентом ответвления мощности 0,5).

7.1. Широкополосные сумматоры на ферритовых сердечниках

Схемные решения построения сумматоров на ферритовых сердечниках отличаются большим разнообразием [18, 26, 59]. Наибольшее распространение, как наиболее простой и удобный в использовании, получил синфазный согласованно-развязанный сумматор, схема которого приведенная на рис. 7.1. Сумматор предназначен для сложения мощности в диапазоне метровых и дециметровых волн двух однотипных широкополосных усилительных каскадов с выходной мощностью до нескольких сотен ватт [37].

Достоинствами сумматора является широкая полоса рабочих частот и взаимная развязка входов, что позволяет осуществлять независимую настройку усилительных каскадов без их отключения от сумматора. Для согласования выходного сопротивления сумматора с сопротивлением нагрузки волновые сопротивления отрезков линий передачи сумматора выбираются равными сопротивлению нагрузки ($\rho_{л} = R_{н}$). В этом случае входные сопротивления сумматора по обоим входам равны $R_{н}/2$. На балластном сопротивлении сумматора R_6 , равном $R_{н}$, выделяется разность сигналов, подаваемых на его входы. При настройке одного из

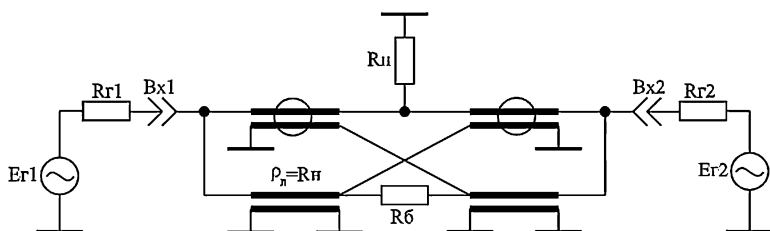


Рис. 7.1. Согласованно-развязанный сумматор на длинных линиях

усилительных каскадов и отключении второго мощность настраиваемого каскада распределяется поровну между $R_{н}$ и $R_{б}$.

Окружностями на рис. 7.1 обозначены ферритовые кольца, на которые наматывают отрезки линий передачи. В качестве линий передачи могут быть использованы отрезки кабелей, либо длинные линии, выполненные из двух, либо четырех скрученных изолированных проводов.

При заданном значении нижней граничной частоты $f_{н}$ полосы пропускания разрабатываемого сумматора требуется число витков длинных линий, наматываемых на его ферритовые сердечники, рассчитывается по формуле (3.4), а его верхняя граничная частота $f_{в}$ по формуле (3.5).

Описание примеров использования рассматриваемых сумматоров в широкополосных усилителях мощности можно найти в разделе 11. Методика изготовления длинных линий с заданным волновым сопротивлением из медных изолированных проводов марки ПЭВ-2 описана в разделе 3.2.

Пример 7.1. Рассчитать $n_{в}$, $f_{в}$ и необходимую длину линий сумматора, если $R_{н} = 50$ Ом, $f_{н} = 100$ кГц.

Решение. В качестве ферритовых сердечников сумматора выберем кольца марки М2000НМ1 К20×10×5, имеющих параметры: $\mu = 2000$; $d = 2$ см; $S = 0,25$ см². Из (3.4) и (3.5) определим: $n = 3,3$; $f_{в} = 5$ ГГц. Учитывая, что реализация $f_{в}$ более 1 ГГц технически трудно осуществима из-за влияния паразитных параметров сумматора на его характеристики [3], будем иметь в виду, что реальная $f_{в}$ сумматора составит 1 ГГц. Округляя n до целого числа, получим, что на каждом ферритовом кольце необходимо намотать не менее четырех витков. Длина одного витка длинной линии, намотанной на ферритовое кольцо, примерно равна 2 см. Умножая это значение на четыре найдем минимальную длину длинных линий сумматора: 8 см.

С учетом необходимости соединения длинных линий между собой, с нагрузкой и выходами усилительных каскадов, следует длину каждой длинной линии увеличить на 2...3 см.

7.2. Сумматоры на коаксиальных отрезках линий передачи с симметричным входом и несимметричным выходом

Сумматоры на четвертьволновых коаксиальных отрезках линий передачи используют при построении двухтактных полосовых усилителей мощности метрового и дециметрового диапазона с полосой пропускания до 15...20 % [3, 37, 60]. Основным достоинством двухтактных каскадов является подавление четных гармонических составляющих в спектре выходного сигнала на 20...40 дБ.

Принципиальная схема полосового двухтактного усилительного каскада с использованием делителя и сумматора на четвертьволновых коаксиальных отрезках линий передачи приведена на рис. 7.2, эквивалентная схема по переменному току — на рис. 7.3 [3, 37, 60]. При условии $R_r = R_{II}$ и выборе четвертьволновых коаксиальных отрезков линий передачи делителя и сумматора с волновым сопротивлением равным R_{II} , их входные и выходные сопротивления оказываются также равными R_{II} .

На рис. 7.2 делитель на входе обозначен Т1 и предназначен для противофазного возбуждения транзисторов VT3 и VT4. Усиленные противофазные сигналы суммируются сумматором, обозначенным Т2. При двухтактном включении транзисторов потенциал средней точки, показанной на рис. 7.3 пунктирной линией, равен нулю, что соответствует условию виртуальной земли [60]. Это позволяет использовать известные методы расчета цепей коррекции и согласования (см. разделы 3 и 5) при проектировании аналогичных цепей двухтактного каскада.

Элементы схемы C1, L1, C3, L3 на рис. 7.3 формируют корректирующую цепь, выполненную в виде фильтра нижних частот (см. раздел 5.4). После расчета значений элементов C1, L1, C3, L3 вместо последовательно включенных конденсаторов C1 и C2 в схеме устанавливается один конденсатор с номиналом равным половине рассчитанного номинала конденсатора C1. Аналогично вместо конденсаторов C3 и C4 в схеме устанавливается один конденсатор с номиналом равным половине рассчитанного номинала конденсатора C3.

Элементы схемы C5, L5, C7, L7 на рис. 7.3 формируют схему согласующего трансформатора импедансов (см. раздел 3.3). Оптимальные сопротивления нагрузок транзисторов VT3, VT4, и максимальное значение выходной мощности, которую отдает каждый из этих транзисторов, рассчитываются по формулам (2.9) и (2.10).

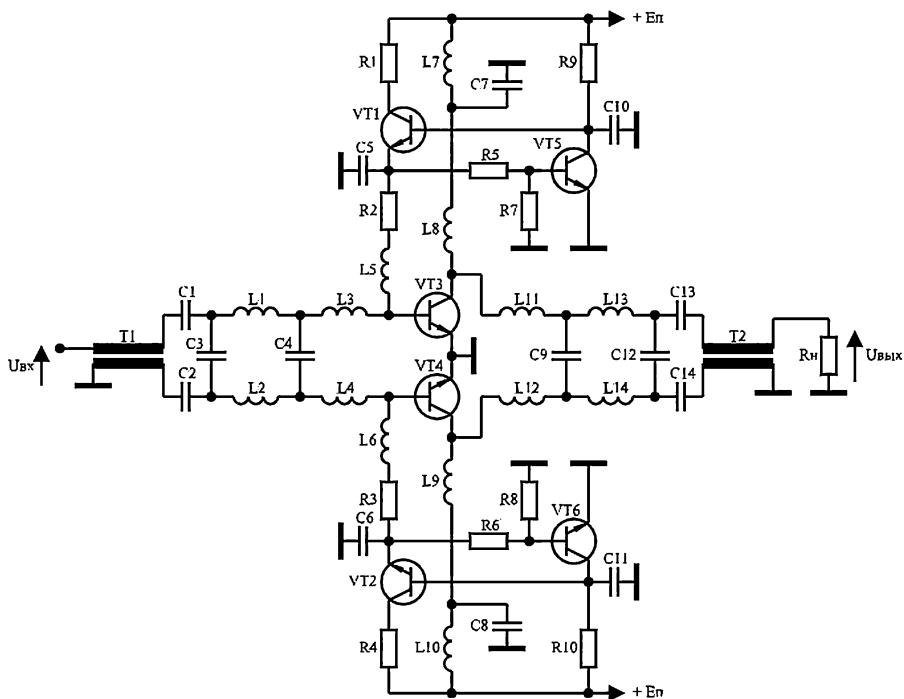


Рис. 7.2. Принципиальная схема полосового двухтактного усилительного каскада

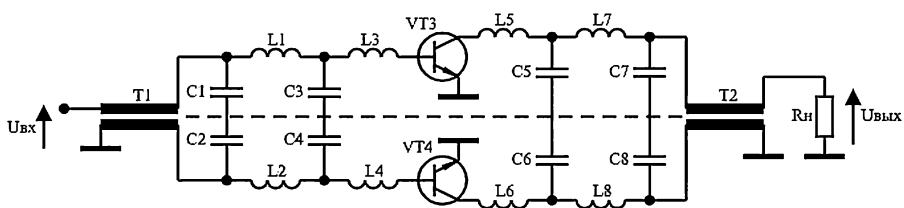


Рис. 7.3. Эквивалентная схема полосового двухтактного усилительного каскада

После расчета значений элементов $C5$, $L5$, $C7$, $L7$ вместо последовательно включенных конденсаторов $C5$, $C6$ и $C7$, $C8$ в схеме устанавливаются конденсаторы с номиналами равными половине рассчитанных номиналов конденсаторов $C5$ и $C7$.

Делитель и сумматор на коаксиальных отрезках линий передачи, используемые в схеме приведенной на рис. 7.2, имеют различ-

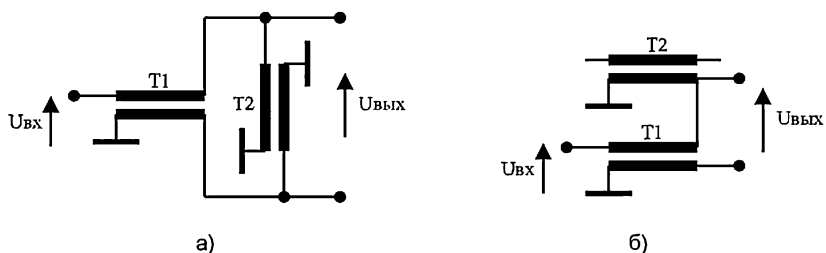


Рис. 7.4. Модифицированные сумматоры на четвертьволновых коаксиальных отрезках линий передачи

ные частотные характеристики инвертирующего и не инвертирующего выходов, что приводит к потерям выходной мощности, составляющим 5...10 %. Поэтому в диапазоне дециметровых волн для выравнивания указанных характеристик обычно используются модифицированные схемные решения построения рассматриваемых устройств, приведенные на рис. 7.4 [18, 37, 61].

7.3. Кольцевые схемы сложения

Кольцевые схемы сложения применяются для синфазного суммирования мощности двух выходных каскадов усиления, в том числе и двухтактных, и позволяют создавать усилители с полосой пропускания до 20...30 % [37, 62, 63]. Наибольшее распространение получили кольцевые схемы, выполненные в виде гибридного кольца (рис. 7.5, а), модифицированного гибридного кольца (рис. 7.5, б) и укороченного гибридного кольца (рис. 7.5, в, г).

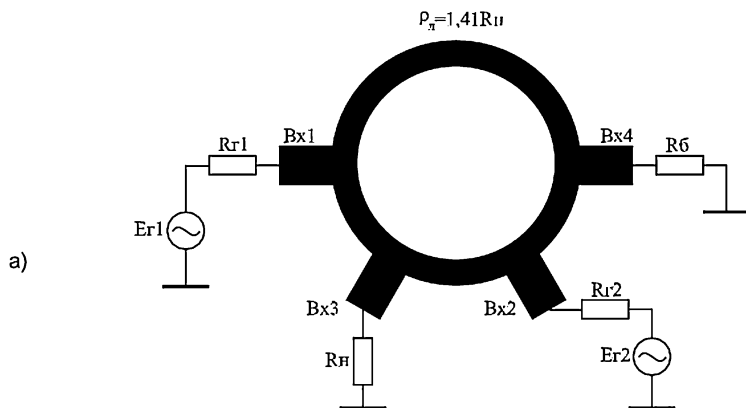


Рис. 7.5. Кольцевые схемы сложения и деления мощности

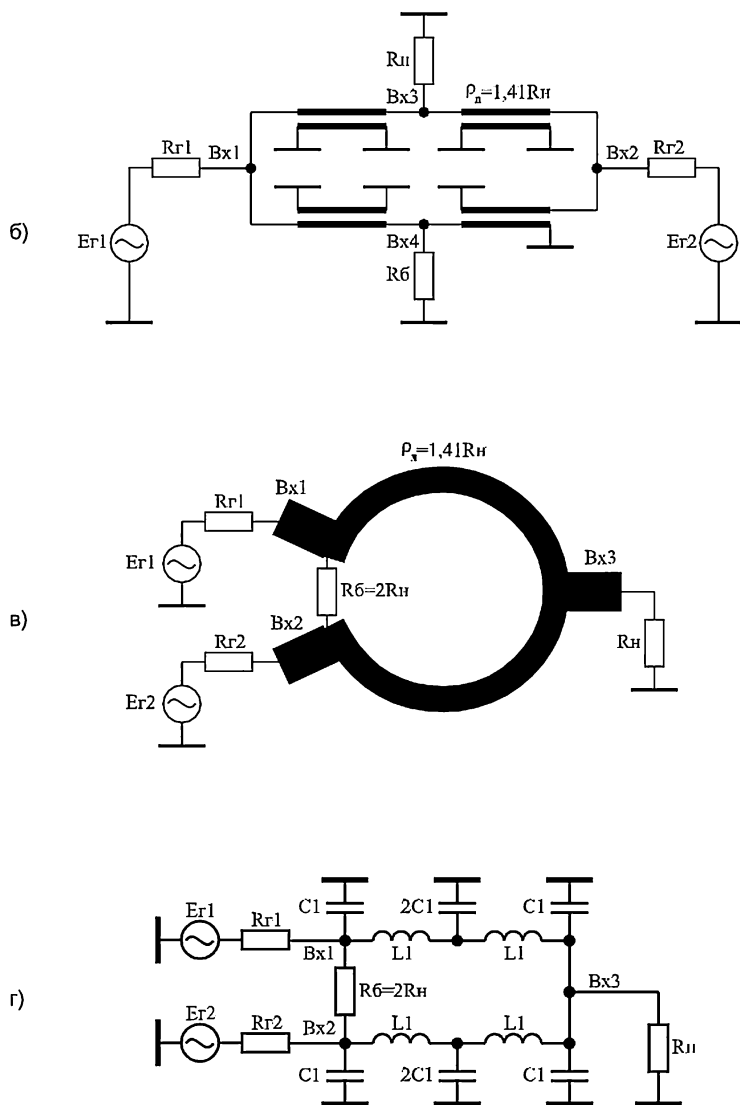


Рис. 7.5. Кольцевые схемы сложения и деления мощности (окончание)

Во всех кольцевых схемах, в случае подачи сигнала на третий вход, на первом и втором входах выделяются равные по амплитуде синфазные сигналы, то есть происходит деление мощности. При подаче двух сигналов на первый и второй входы, на третьем входе происходит их суммирование, а на четвертом — вычитание. Если сигналы на первом и втором входах синфазные и равны по ампли-

туда, то сигнал на четвертом входе равен нулю. В схеме укороченного гибридного кольца в этом случае отсутствует сигнальный ток в балластном сопротивлении.

Гибридное кольцо (рис. 7.5, а) реализуется, как правило, на полосковых линиях передачи с волновым сопротивлением равным $1,41R_{\Pi}$ [62]. Длина отрезков кольцевой линии между входами 1—3, 3—2, 2—4 равна $\lambda/4$, между входами 4—1 равна $3\lambda/4$, где λ — длина волны сигнала на средней частоте $f_{\text{в}}$ полосы пропускания разрабатываемого усилителя. Волновые сопротивления присоединяемых к кольцу линий передачи должны быть равны R_{Π} . В этом случае входные сопротивления всех входов гибридного кольца равны R_{Π} .

Модифицированное гибридное кольцо (рис. 7.5, б) реализуется на коаксиальных отрезках линий передачи с волновыми сопротивлениями равными $1,41R_{\Pi}$ и длиной каждого отрезка равной $\lambda/4$ [37]. Входные сопротивления всех входов модифицированного гибридного кольца равны R_{Π} .

Укороченное гибридное кольцо может быть реализовано на полосковых линиях передачи (рис. 7.5, в) [62] с волновыми сопротивлениями равными $1,41R_{\Pi}$ и длиной каждого отрезка линий передачи равной $\lambda/4$, либо на элементах с сосредоточенными параметрами (рис. 7.5, з) [64]. Входные сопротивления всех входов укороченного гибридного кольца равны R_{Π} . При изготовлении укороченного гибридного кольца на элементах с сосредоточенными параметрами значения этих элементов рассчитываются по формулам [64]:

$$L1 = R_{\Pi}/(2\pi f_{\text{ср}}); \quad C1 = 0,29/(2R_{\Pi}\pi f_{\text{ср}}). \quad (7.1)$$

Все кольцевые схемы сложения мощности равноценны по техническим параметрам, однако в последнее время предпочтение отдается укороченному гибриднему кольцу, обладающему меньшими габаритами [37, 62, 63].

Пример 7.2. Рассчитать укороченное гибридное кольцо на элементах с сосредоточенными параметрами (рис. 7.5, г) при условиях: $R_{\text{н}} = 75$ Ом, $f_{\text{н}} = 65$ МГц.

Решение. По формулам (7.1) находим: $L1 = 183$ нГн; $C1 = 9,5$ пФ. $R_{\text{б}} = R_{\Pi} = 150$ Ом.

Описание примеров использования рассматриваемых кольцевых схем сложения в полосовых усилителях мощности можно найти в разделе 12.

7.4. Трехдецибелльные уравнивательные мосты

Трехдецибелльными уравнивательными мостами называют направленные ответвители (НО) с коэффициентом ответвления мощности равным 0,5 [65, 66]. Конструктивно трехдецибелльные уравнивательные мосты выполняются в виде двух связанных линий передачи. Схема моста приведена на рис. 7.6.

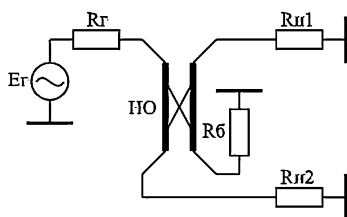


Рис. 7.6. Схема трехдецибелльного уравнивательного моста

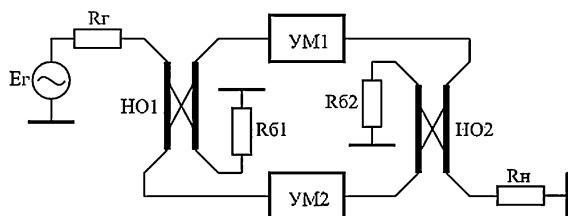


Рис. 7.7. Функциональная схема квадратурного каскада

При выборе длины действующей части связанных линий равной $\lambda/4$ и выполнении условий $R_r = R_{н1} = R_{н2} = R_6 = W_\phi$, где W_ϕ — волновое сопротивление фидера, подключаемого к мосту, модули напряжений на нагрузках $R_{н1}$ и $R_{н2}$ оказываются равными.

При этом напряжение на $R_{н2}$ отстает по фазе на $\pi/2$ от напряжения на $R_{н1}$ в виду того, что длина связанных линий равна $\lambda/4$. На балластное сопротивление в этом случае энергия не поступит.

Перечисленные свойства трехдецибелльных уравнивательных мостов используются для сложения мощности двух каскадов усиления по схеме, называемой квадратурным каскадом [65]. Функциональная схема квадратурного каскада приведена на рис. 7.7, где $УМ_1$ и $УМ_2$ — два идентичных усилителя мощности. Одним из основных достоинств такой схемы сложения мощности, отдаваемой двумя усилителями, является поглощение отраженной от нагрузки волны

в балластном сопротивлении R_{62} . Указанный эффект в телевидении получил название эффекта эхопоглощения [65].

Традиционное изготовление трехдецибельных уравнительных мостов в виде связанных полосковых линий передачи имеет существенный недостаток, заключающийся в необходимости реализации жестких технологических допусков. Например, для однозвенного трехдецибельного уравнительного моста необходим зазор между полосками около 10 мкм [62]. Кроме того, в диапазоне метровых волн габаритные размеры трехдецибельных уравнительных мостов оказываются недопустимо большими.

Указанные недостатки устраняются при использовании методики изготовления трехдецибельных уравнительных мостов описанной в [25, 67]. В соответствии с этой методикой трехдецибельные уравнительные мосты выполняются из двух изолированных проводов марки МГТФ $1 \times 0,35$ намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор. Изолятор помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран, имеющий продольную щель вдоль всей длины и плотно обжимающий намотанные на изолятор провода. С помощью регулировки длины продольной щели металлического экрана достигается требуемый коэффициент ответвления мощности. Габаритные размеры такого цилиндрического трехдецибельного уравнительного моста, настроенного, например, на частоту первого телевизионного канала не превышают в диаметре 2 см при длине 4,5 см [68, 69].

Требуемая длина каждого из двух проводов изготавливаемого трехдецибельного уравнительного моста может быть рассчитана по эмпирической формуле [68]: $d[\text{м}] = 70/f_{\text{ц}}[\text{МГц}]$, где $f_{\text{ц}}$ — центральная рабочая частота направленного ответвителя в мегагерцах; d — длина проводов направленного ответвителя в метрах.

Описание примеров использования направленных ответвителей в полосовых усилителях мощности можно найти в разделе 12.

Глава 8

Схемотехнические методы повышения выходной мощности

Современные тенденции повышения качества радиотехнических систем и существенное усложнение электромагнитной обстановки объясняют повышение требований к линейности амплитудных характеристик полосовых усилителей мощности, входящих в состав радиотехнических систем. В частности высокие требования к линейности усилительного тракта предъявляются при построении радиопередающих устройств телевизионных, однопольсных, многочастотных, амплитудно-модулированных радиосигналов [37, 70]. В этом случае повышение выходной мощности усилителя, ограниченной линейной областью амплитудной характеристики, может быть достигнуто схемотехническими методами. К ним относятся: использование корректоров амплитудных характеристик; использование диплексеров для реализации раздельного усиления радиосигналов изображения и звукового сопровождения телевизионных передатчиков; использование автоматической регулировки потребляемого тока в широкополосных усилителях.

8.1. Усилители мощности с коррекцией амплитудных характеристик

Несмотря на теоретические преимущества использования схем отрицательной обратной связи по огибающей и схем со связью вперед [71], они достаточно сложны в реализации, поскольку содержат в своем составе такие элементы как синхронный детектор, направленные ответвители, линии задержки, управляемый аттенюатор, сумматор, усилитель искажений. Поэтому, например, в усилителях мощности телевизионных передатчиков схемы адаптивной компенсации не находят применения.

Этого недостатка лишены полосовые усилители с корректорами амплитудных характеристик, реализующими принцип предискажений входного сигнала [72—74].

Как показано в [75] в транзисторе с закрытыми переходами емкость коллектор–эмиттер $C_{кэ}$ практически не зависит от напряжения $U_{кэ}$, если напряжение $U_{кэ}$ больше или равно 2 В ($U_{кэ0} = 2$ В). В случае дальнейшего уменьшения напряжения $U_{кэ}$ значение емкости $C_{кэ}$ плавно нарастает. Скорость нарастания значения емкости $C_{кэ}$, при этом, зависит от величины напряжения $U_{бэ}$ и увеличивается с уменьшением указанного напряжения.

На рис. 8.1 приведены режимные зависимости емкости $C_{кэ}$ закрытого транзистора КТ630А, поясняющие сказанное.

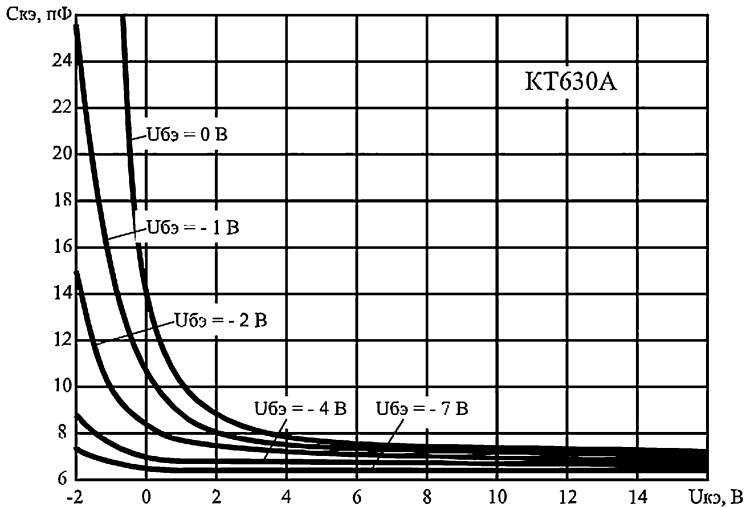


Рис. 8.1. Режимные зависимости емкости коллектор-эмиттер закрытого транзистора КТ630А

На рис. 8.2 приведена схема корректора на транзисторе КТ630А, в котором используется рассматриваемая нелинейная зависимость емкости $C_{кэ}$ транзистора от напряжений на переходах [76, 77].

Работа корректора основана на увеличении его коэффициента передачи при увеличении среднего за период значения емкости $C_{кэ}$. Потенциометром R3 устанавливается напряжение $U_{кэ}$, потенциометром R5 — напряжение $U_{бэ}$. Резистор R9 обеспечивает линеаризацию скорости нарастания коэффициента передачи корректора при увеличении значения емкости $C_{кэ}$.

При условии, что амплитуда сигнала подаваемого на вход корректора меньше или равна значению: $U_{вх.к} = U_{кэ} - U_{кэ0}$, сигнал на выходе корректора оказывается пропорциональным входному воздействию. Дальнейшее увеличение сигнала подаваемого на вход

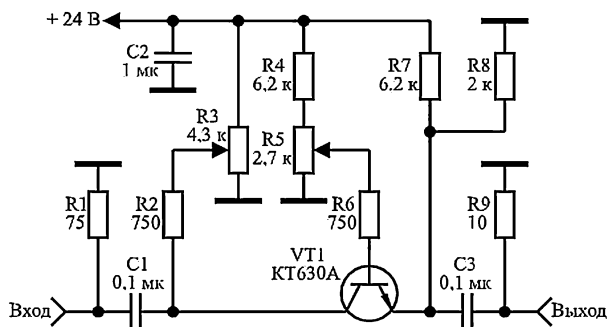


Рис. 8.2. Корректор амплитудной характеристики полосового усилителя мощности

корректора приводит к увеличению среднего за период значения емкости $C_{кз}$ и соответствующему увеличению коэффициента передачи корректора. То есть изменением напряжения $U_{кз}$ можно регулировать величину линейного участка амплитудной характеристики корректора, а изменением напряжения $U_{бз}$ скорость нарастания его коэффициента передачи в нелинейной области работы.

Использование корректора может быть эффективным, если начальный участок амплитудной характеристики разрабатываемого усилителя линейен, что достигается оптимизацией базового смещения транзисторов усилителя, работающих в режиме с отсечкой [60, 75].

Для иллюстрации сказанного рассмотрим рис. 8.3 и 8.4.

На рис. 8.3 приведена принципиальная схема трехкаскадного ПУМ, имеющего следующие линейные характеристики: малосигнальный коэффициент усиления $K_u = 2U_{\text{вых.эф}}/E_{\text{г.эф}} = 43$ дБ, где $E_{\text{г.эф}}$ — эффективное значение амплитуды ЭДС источника сигнала, $U_{\text{вых.эф}}$ — эффективное значение амплитуды первой гармоники сигнала в нагрузке; полоса рабочих частот 72...86 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики $\pm 0,25$ дБ; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом. В ПУМ использован стабилизатор напряжения базового смещения на транзисторах VT4 и VT6 (см. раздел 2.2). Требуемая величина базового смещения транзисторов выходного и предоконечного каскадов, работающих в режиме с отсечкой коллекторного тока, устанавливается с помощью выбора величины резистора R10.

На рис. 8.4 приведены экспериментальные амплитудные характеристики ПУМ, снятые при различной величине базового смещения транзисторов работающих в режиме с отсечкой.

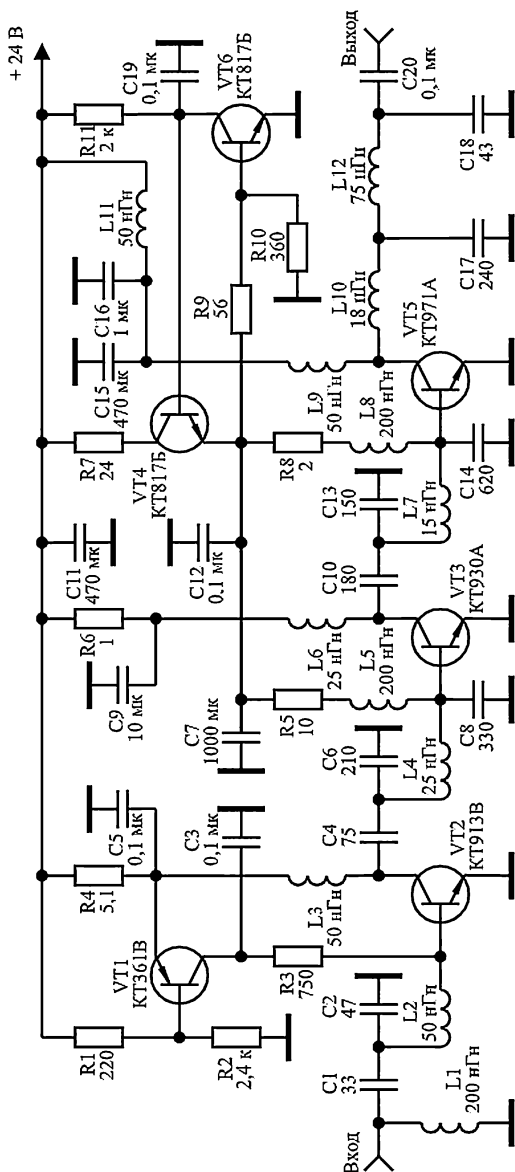


Рис. 8.3. Полосовой усилитель мощности

Изменение величины базового смещения меняет начальный коллекторный ток $I_{к.нач}$, потребляемый транзисторами VT3 и VT5, то есть ток, потребляемый транзисторами при отсутствии входно-

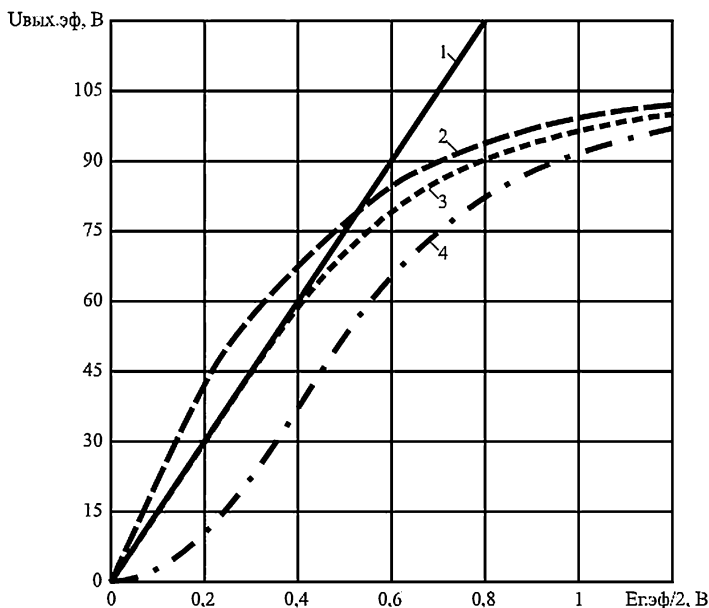


Рис. 8.4. Амплитудные характеристики полосового усилителя мощности

го сигнала. Поэтому при исследовании амплитудных характеристик ПУМ в качестве варьируемого параметра было выбрано значение $I_{к.нач}$.

Прямая 1 на рис. 8.4 соответствует идеальной амплитудной характеристике ПУМ, кривая 2 — амплитудная характеристика ПУМ при $I_{к.нач} = 1,4$ А, кривая 3 — при $I_{к.нач} = 0,6$ А, кривая 4 — при $I_{к.нач} = 0,05$ А.

Приведенные характеристики подтверждают выводы сделанные в [60, 75] о возможности линеаризации начального участка амплитудной характеристики ПУМ и дают наглядное представление об изменении ее формы при изменении величины базового смещения транзисторов ПУМ, работающих в режиме с отсечкой.

На рис. 8.5 показана функциональная схема усилителя с повышенной линейностью амплитудной характеристики, в котором использован корректор амплитудной характеристики (рис. 8.2) и ПУМ (рис. 8.3).

На рис. 8.6 приведены экспериментальные амплитудные характеристики усилителя, показывающие возможности рассматриваемого корректора. Характеристики получены при условии оптимального выбора величины базового смещения транзисторов VT3 и

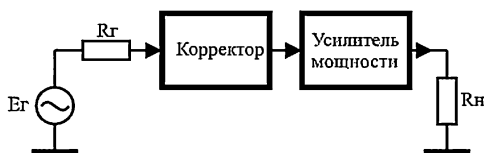


Рис. 8.5. Функциональная схема полосового усилителя мощности с повышенной линейностью

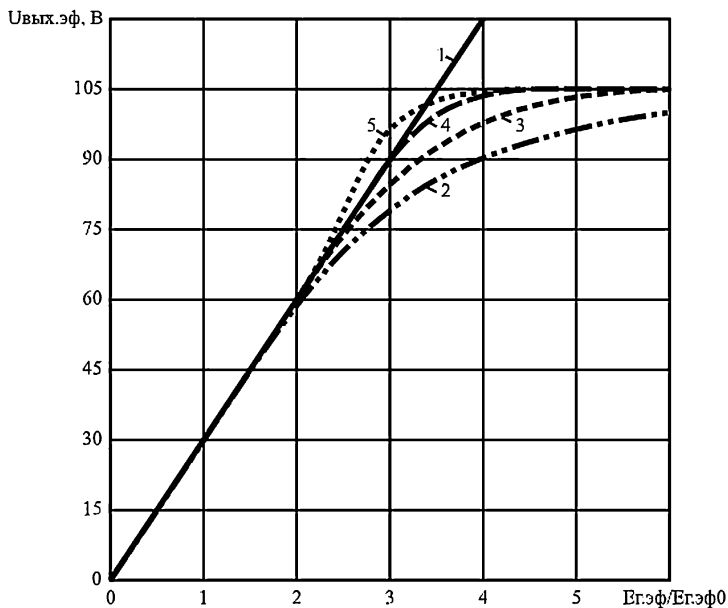


Рис. 8.6. Амплитудные характеристики полосового усилителя мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики

VT5 полосового усилителя мощности, что обеспечивает линеаризацию начального участка амплитудной характеристики.

В процессе перестройки корректора происходит незначительное изменение коэффициента передачи усилителя. Кроме того, при отключенном корректоре коэффициент передачи усилителя значительно возрастает. Поэтому на рис. 8.6 для удобства сравнения линейности амплитудных характеристик усилителя при различных режимах его работы по оси абсцисс отложена эффективная амплитуда ЭДС источника сигнала, нормированная относительно значения $E_{г.эф0}$, соответствующего величине напряжения $U_{вых.эф} = 30$ В.

Прямая 1 на рис. 8.6 соответствует идеальной амплитудной характеристике усилителя; кривая 2 — амплитудная характеристика усилителя при отключенном корректоре; кривая 3 — характеристика усилителя при напряжениях на транзисторе корректора $U_{бэ} = -2$ В, $U_{кэ} = 6$ В; кривая 4 — при $U_{бэ} = -1$ В, $U_{кэ} = 7$ В; кривая 5 — при $U_{бэ} = -0$ В, $U_{кэ} = 8$ В.

Анализ характеристик, приведенных на рис. 8.6, позволяет установить следующее. Рассматриваемый корректор даст возможность плавно изменять наклон амплитудной характеристики усилителя в области больших выходных напряжений, обеспечить постоянство дифференциального коэффициента усиления вплоть до выходного напряжения, равного 85 %, от максимального значения, то есть практически в два раза увеличить выходную мощность, ограниченную областью линейной работы усилителя.

В качестве примера на рис. 8.7 приведена форма огибающей усиленного тестового восьмиступенчатого телевизионного радиосигнала яркости, полученная в случае использования (кривая 1) и без использования корректора (кривая 2), где $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение.

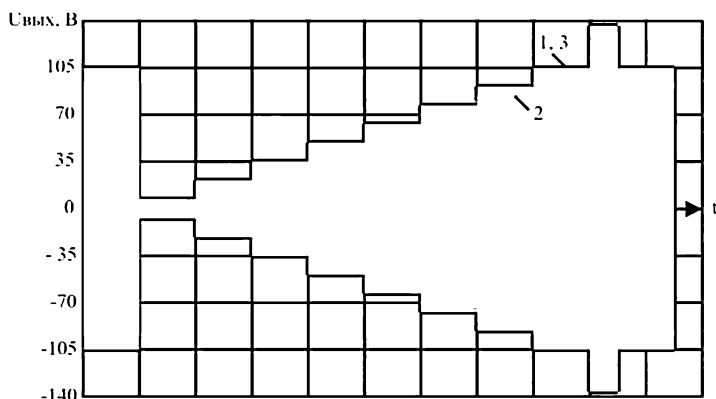


Рис. 8.7. Форма огибающей усиленного тестового восьмиступенчатого телевизионного радиосигнала яркости с корректором и без корректора

Величина нормированного значения амплитуды входного сигнала в синхроимпульсе в обоих случаях выбрана равной $U_{\text{вх.эф}}/E_{\text{г.эф}0} = 3,3$, где $U_{\text{вх.эф}}$ — эффективное значение амплитуды входного сигнала в синхроимпульсе. Частота несущего колебания выбрана равной частоте радиосигнала изображения третьего канала телевидения ($f = 77,25$ МГц). Кривая 3 соответствует огибающей тестового восьмиступенчатого телевизионного радиосигнала яркости, по-

ступающего на вход усилителя и пронормированного относительно выходного сигнала. Масштаб времени на оси абсцисс не обозначен. Кривые 1 и 3 практически совпадают. Сжатие синхроимпульсов не превышает 2 %, что соответствует эксплуатационно-техническим нормам, предъявляемым к усилителям телевизионных передатчиков [34, 35]. Максимальный уровень выходной мощности рассматриваемого усилителя 150 Вт; уровень выходной мощности, ограниченный сжатием синхроимпульсов телевизионного радиосигнала изображения на 2 %, не менее 125 Вт; коэффициент усиления 22 дБ.

Поскольку корректор вносит предыскажения во входной сигнал, представляется целесообразным осуществить сравнительную оценку интермодуляционных искажений третьего порядка в ПУМ без использования и с использованием корректора. Результаты измерения интермодуляционных искажений третьего порядка в рассматриваемом усилителе приведены на рис. 8.8 [78].

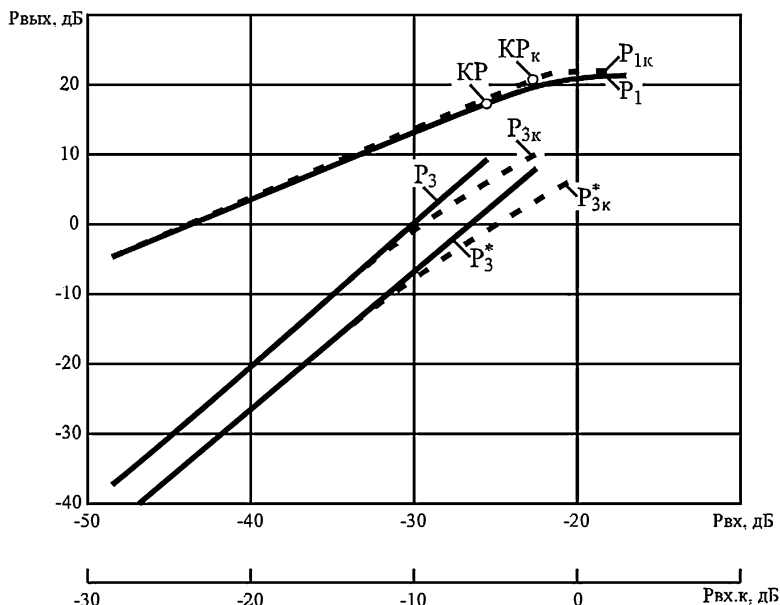


Рис. 8.8. Зависимости мощности первой гармоники и мощности интермодуляционной составляющей третьего порядка выходного сигнала усилителя от мощности входного сигнала

Интермодуляционные искажения третьего порядка измерялись для двух случаев: при условии равенства амплитуд сигналов двухчастотного входного воздействия; при возбуждении усилителя

двухчастотным входным воздействием с отношением мощностей сигналов 1:10, что соответствует отношению мощности радиосигнала звукового сопровождения к мощности радиосигнала изображения в синхроимпulse телевизионных передатчиков [34, 35]. Частоты сигналов на входе были выбраны равными частотам радиосигнала изображения и звукового сопровождения третьего канала телевидения.

По оси абсцисс на рис. 8.8 отложена мощность входного сигнала, соответствующего радиосигналу изображения, выраженная в децибелах относительно ватта, по оси ординат отложена выходная мощность, также выраженная в децибелах относительно ватта [13]. При этом приняты следующие обозначения:

KP и KP_K — точки компрессии коэффициента передачи усилителя без использования и с использованием корректора соответственно [13];

$P_{вх}$ — мощность на входе усилителя без корректора;

$P_{вх.к}$ — мощность на входе усилителя с корректором;

P_1 — мощность первой гармоники на выходе усилителя без корректора;

$P_{1к}$ — мощность первой гармоники на выходе усилителя с корректором;

P_3 — мощность интермодуляционной составляющей третьего порядка на выходе усилителя без корректора, при условии равенства амплитуд сигналов двухчастотного входного воздействия;

$P_{3к}$ — мощность интермодуляционной составляющей третьего порядка на выходе усилителя с корректором, при условии равенства амплитуд сигналов двухчастотного входного воздействия;

P_3^* — мощность интермодуляционной составляющей третьего порядка на выходе усилителя без корректора, при возбуждении усилителя двухчастотным входным воздействием с отношением мощностей сигналов 1:10;

$P_{3к}^*$ — мощность интермодуляционной составляющей третьего порядка на выходе усилителя с корректором, при возбуждении усилителя двухчастотным входным воздействием с отношением мощностей сигналов 1:10.

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 8.8, позволяет сделать следующие выводы. При равных выходных мощностях усилителей, соответствующих точке компрессии коэффициента передачи усилителя без использования корректора, интермодуляционные искажения третьего порядка в усилителе с корректором на 2...4 дБ меньше, чем в усилителе без корректора. При выходных мощно-

стях усилителей, соответствующих точкам компрессии их коэффициентов передачи, интермодуляционные искажения третьего порядка в усилителе с корректором и в усилителе без корректора примерно равны. При малых уровнях входных воздействий интермодуляционные искажения также оказываются равными.

Таким образом, использование корректора приводит к уменьшению коэффициента усиления усилителя ориентировочно на 20 дБ, однако позволяет практически в два раза увеличить его выходную мощность, соответствующую линейной области работы усилителя, при неизменном уровне интермодуляционных составляющих третьего порядка в спектре выходного сигнала. Несмотря на простоту исполнения, корректор обладает возможностью плавной регулировки величины линейного участка амплитудной характеристики и скорости нарастания коэффициента передачи в нелинейной области работы.

Применение корректора совместно с оптимизацией базового смещения транзисторов усилителя, работающих в режиме с отсечкой, позволяет осуществлять разработку полосовых усилителей мощности с повышенными энергетическими характеристиками.

Описание примеров использования рассматриваемого корректора в полосовых усилителях мощности можно найти в разделе 12.

8.2. Особенности повышения выходной мощности ТВ-передатчиков

В настоящем разделе обосновывается возможность использования малогабаритных диплексеров, выполненных на низкодобротных режекторных фильтрах и малогабаритных направленных ответвителях, для реализации раздельного усиления радиосигналов изображения и звукового сопровождения в телевизионных ПУМ с выходной мощностью до 1 кВт и повышение, на этой основе, их выходной мощности и КПД.

В соответствии с требованиями ГОСТ [34, 35], уровень любого побочного (внеполосного) радиоизлучения ТВ-передатчиков с выходной мощностью более 25 Вт должен быть не менее чем на –60 дБ ниже пиковой мощности радиосигнала в синхроимпulse. Для реализации этого требования в ТВ-передатчиках с выходной мощностью более 1 кВт используется раздельное усиление радиосигналов изображения и звукового сопровождения с последующим их сложением в нагрузке с использованием диплексеров [3].

Принципиальная схема дуплексера приведена на рис. 8.9. Здесь НО1 и НО2 — первый и второй НО (трехдцатидецибелльные уравнительные мосты), R_6 — балластное сопротивление, А — передающая антенна, $P_{из}$ и $P_{зв}$ — мощности радиосигналов изображения и звукового сопровождения, подаваемые на соответствующие входы дуплексера, С и L — емкости и индуктивности режекторных фильтров, настроенных на среднюю частоту радиосигнала звукового сопровождения.

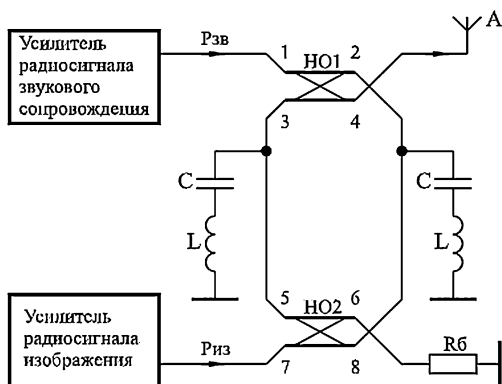


Рис. 8.9. Использование дуплексера для сложения мощностей радиосигналов изображения и звукового сопровождения

Развязка между входами дуплексера достигает величины 25...30 дБ [25], что препятствует образованию интермодуляционных искажений и появлению внеполосных излучений.

В ТВ-передатчиках с выходной мощностью менее 1 кВт, составляющих около 85 % от общего парка ТВ-передатчиков России [65], раздельное усиление не используется, что обусловлено большими размерами и стоимостью применяемых в настоящее время дуплексеров.

Однако совместному усилению присущи три основных недостатка [3]. Во-первых, пиковая мощность, на которую должны быть рассчитаны выходные каскады передатчика, должна быть в 1,73 раза больше пиковой мощности радиосигнала изображения. Во-вторых, пульсация амплитуды выходного сигнала приводит к уменьшению КПД усилителей мощности передатчиков минимум в 1,54 раз. В-третьих, в 3...4 раза повышаются требования к линейности тракта, что приводит к необходимости использования транзисторов усилителей по мощности на 20...25 % [37, 60]. В этом

случае интермодуляционные помехи на выходе передатчиков соответствуют уровню $-25...35$ дБ [60]. Для уменьшения уровня внеполосного излучения до величины -60 дБ применяются полосовые фильтры, поглощающие $15...20$ % выходной мощности передатчика [3].

Потеря мощности, обусловленных применением полосовых фильтров и низким коэффициентом использования транзисторов ПУМ по мощности в ТВ-передатчиках с выходной мощностью до 1 кВт, можно избежать при их построении по схеме с отдельным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения на основе использования малогабаритных диплексеров, выполненных на малогабаритных низкочастотных режекторных фильтрах и малогабаритных направленных ответвителях.

Таким образом, проблема сводится к созданию малогабаритных диплексеров, обеспечивающих выполнение требований ГОСТ к характеристикам ПУМ телевизионных передатчиков.

В [79] для уменьшения габаритных размеров НО предложено выполнять их связанные линии в виде спиралей, намотанных на пластмассовом каркасе с запрессованной внутри него медной трубкой с продольной щелью. Ответвитель при этом образуется несимметричными связанными линиями и экраном, роль которого выполняет медная трубка. Пластмасса играет роль диэлектрика, увеличивающего погонную емкость линии. Расстояние между проводами линий, а также расстояние от проводов до экрана выбираются из соображений обеспечения требуемых величин волновых сопротивлений линий. Благодаря применению разрезанного экрана и одинакового шага намотки, связь между линиями резко возрастает за счет наличия взаимной индукции между близлежащими витками. Это обстоятельство позволяет варьировать коэффициентом ответвления мощности вплоть до величины $0,7...0,8$ дБ.

К недостаткам такого построения НО, следует отнести невозможность заземления экрана вдоль всей его длины и трудность настройки коэффициента ответвления мощности на заданную величину, которая достигается изменением длины продольной щели трубки экрана.

Указанные недостатки отсутствуют в модифицированном НО, описанном в [24, 25, 80]. Модернизированный НО выполняется из двух изолированных проводов, намотанных с одинаковым шагом на цилиндрический изолятор. Изолятор помещается в заземленный металлический цилиндрический экран, имеющий продольную щель вдоль всей длины и плотно обжимающий намотанные

на изолятор провода. С помощью регулировки длины продольной щели металлического экрана достигается требуемый коэффициент отвлечения мощности.

Режекторные фильтры диплексера (рис. 8.9) осуществляют отражение радиосигнала звукового сопровождения в нагрузку, однако одновременно приводят к искажениям АЧХ канала изображения. Согласно ГОСТ [34, 35] сквозная АЧХ канала изображения ТВ-передатчика должна соответствовать рис. 8.10, где A — затухание.



Рис. 8.10. Поле допуска характеристики верхней боковой полосы ТВ-передатчика

Реализация требуемой формы АЧХ канала изображения в формирователе телевизионного радиосигнала и в ПУМ не вызывает трудностей [3]. Поэтому будем полагать, что искажения АЧХ канала изображения полностью обусловлены наличием диплексера.

Форма АЧХ канала изображения диплексера определяется добротностью его режекторных фильтров. Как показано в [69] достижимая добротность режекторных фильтров с учетом специфики их применения в диплексерах ТВ-передатчиков, и реализованных с использованием конденсаторов с воздушным диэлектриком и катушек индуктивности из посеребренного медного провода, как в метровом, так и в дециметровом диапазоне волн оказывается не хуже чем 380...420.

Поскольку дальнейшее увеличение добротности малогабаритных режекторных фильтров проблематично, рассмотрим возможность использования диплексеров с режекторными фильтрами, имеющими добротность 380...420, для построения ТВ-передатчиков с раздельным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения.

Относительные потери выходной мощности радиосигналов изображения и звукового сопровождения, обусловленные использованием дуплексера, составляют [81]:

$$\begin{aligned} \Delta P_{зв} &= \frac{P_{зв} - P_{Азв}}{P_{зв}} = 1 - (1 - S_{210})^2; \\ \Delta P_{из} &= \frac{P_{из} - P_{Аиз}}{P_{из}} = 1 - \frac{S_{210}^2 (1 + 4\Theta^2 \Omega_{из}^2)}{1 + 4S_{210}^2 \Theta^2 \Omega_{из}^2}, \end{aligned} \quad (8.1)$$

где $P_{из}$, $P_{зв}$ — значения мощности радиосигналов изображения и звукового сопровождения на входах дуплексера;

$P_{Аиз}$, $P_{Азв}$ — значения мощности радиосигналов изображения и звукового сопровождения в антенне;

Θ — добротность режкторных фильтров;

$$S_{210} = \frac{Y_0}{\sqrt{1 + 4\Omega_0^2 \Theta^2 (1 - Y_0^2)}};$$

Y_0 — допустимое значение затухания сигнала изображения при заданной относительной расстройке Ω_0 (рис. 8.10);

$\Omega_p = \Delta\omega/\omega_{зв}$ — относительная расстройка;

$\Delta\omega$ — абсолютная расстройка;

$\omega_{зв}$ — резонансная частота режкторных фильтров, равная средней круговой частоте радиосигнала звукового сопровождения;

$$\Omega_{из} = 2\pi 6,5 \cdot 10^6 / \omega_{зв}.$$

Нормированные относительно R_{II} и $\omega_{зв}$ значения элементов режкторных фильтров (см. рис. 8.9), при перечисленных выше условиях, равны [81]:

$$L_{II} = \frac{\Theta S_{210}}{2(1 - S_{210})}; \quad C_{II} = \frac{1}{L_{II}} \quad (8.2)$$

На рис. 8.11 представлены зависимости (8.1) в функции от Θ для 1-го, 12-го и 25-го телевизионных каналов (ТВК) при условии выполнения требований к неравномерности АЧХ канала изображения, устанавливаемых кривыми рис. 8.10.

Из приведенных зависимостей следует, что потери выходной мощности в канале изображения незначительны как в метровом, так и в дециметровом диапазоне волн. Потери выходной мощности в канале звукового сопровождения максимальны для дециметрового диапазона. В соответствии с ГОСТ [34, 35] выходная мощ-

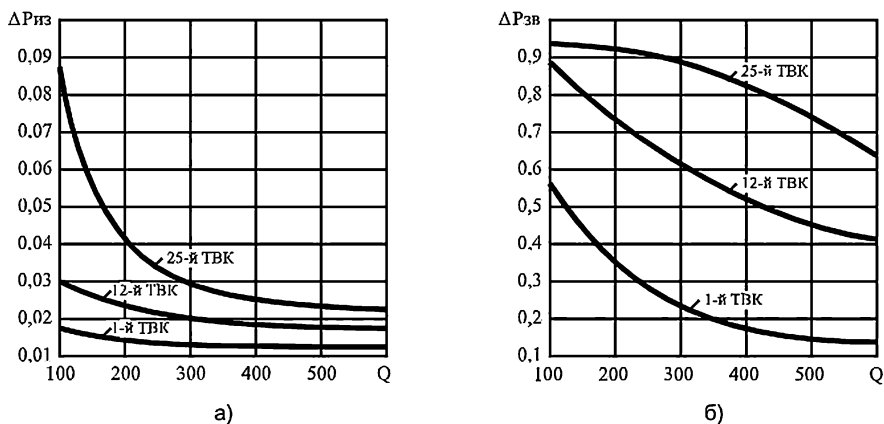


Рис. 8.11. Относительные потери выходной мощности радиосигналов изображения (а) и звукового сопровождения (б)

ность радиосигнала звукового сопровождения ТВ-передатчика составляет 10 % от выходной мощности радиосигнала изображения. Полагая добротность режкторных фильтров диплексера равной 400, найдем, что в дециметровом диапазоне волн выходная мощность усилителя звукового сопровождения с учетом потерь в диплексере должна составлять 67 % от величины выходной мощности усилителя радиосигнала изображения. Реализация раздельного усиления позволяет увеличить коэффициент использования транзисторов ПУМ ТВ-передатчика в 2...3 раза [25, 80]. Кроме того, в этом случае отпадает необходимость использования полосовых фильтров.

Исходя из выше сказанного, можно сделать вывод о целесообразности применения предлагаемых малогабаритных диплексеров в ПУМ ТВ передатчиков как метрового, так и дециметрового диапазона волн.

Пример 8.1. Осуществим расчет необходимых выходных мощностей усилителей радиосигналов изображения и звукового сопровождения 75-ваттного передатчика 12 канала ТВ и значений элементов режкторных фильтров диплексера, если при отстройке на 1 МГц от частоты радиосигнала звукового сопровождения нормированный коэффициент передачи канала изображения должен быть не менее минус 2 дБ (см. рис. 8.10), достижимая добротность режкторных фильтров равна 400, передатчик работает в 75-омном тракте.

Решение. Мощность радиосигнала звукового сопровождения в антенне, согласно ГОСТ [34, 35], равна 10 % от пиковой мощности сигнала канала изображения. То есть при $P_{Аиз} = 75$ Вт, $P_{Азв} = 7,5$ Вт. Несущая частота радиосигнала звукового сопровождения 12 канала ТВ равна 229,75 МГц.

При абсолютной расстройке в 1 МГц относительная расстройка $\Omega_0 = 1/229,75 = 0,00435$. Спад АЧХ на 2 дБ соответствует величине $Y_0 = 0,794$. Относительная расстройка $\Omega_{из} = 6,5/229,75 = 0,0283$.

Подставляя значения Θ , Ω_0 , $\Omega_{из}$, Y_0 , $P_{Азв}$, $P_{Аиз}$ в (8.1) и (8.2) получим: $S_{210} = 0,339$; $P_{зв} = 17,1$ Вт; $P_{из} = 76,3$ Вт; $L_H = 102,6$; $C_H = 0,00975$.

Денормируя значения элементов режкторных фильтров найдем: $L = L_H R_H / \omega_{зв} = 5,33$ мкГн; $C = C_H / R_H \omega_{зв} = 0,09$ пФ.

В разделе 12 приведено описание 75-ваттного ПУМ 12 канала ТВ с раздельным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения. При выходных мощностях радиосигналов изображения и звукового сопровождения ПУМ, равных 75 Вт и 7,5 Вт соответственно, выходная мощность усилителя канала изображения 75-ваттного ПУМ равна 77 Вт, выходная мощность усилителя канала звукового сопровождения равна 18,5 Вт. Уровень внеполосных составляющих в спектре выходного сигнала не превышает -60 дБ [25].

В выходном каскаде 75-ваттного ПУМ 12 канала ТВ использован транзистор КТ930Б (см. раздел 12). Согласно справочным данным на частоте 200 МГц максимальное значение выходной мощности транзистора КТ930Б равно 95 Вт [4]. Исходя из этого, следует, что в рассматриваемом ПУМ транзистор КТ930Б используется по мощности на 79 %. В телевизионных ПУМ с выходной мощностью до 1 кВт, реализуемых по схеме с совместным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения, транзисторы ПУМ используются по мощности не более чем на 25% [3, 37, 60]. То есть, реализация раздельного усиления радиосигналов изображения и звукового сопровождения позволяет более чем в три раза повысить коэффициент использования транзисторов усилителя по мощности.

Для примера на рис. 8.12 приведена фотография диплексера 5-го канала ТВ [80, 81].

Конструкция диплексера разработана с учетом возможности его настройки на любой из двенадцати телевизионных каналов метрового диапазона. Габаритные размеры диплексера — $180 \times 50 \times 30$ мм. Подключаемые к выходам направленных ответвителей обкладки конденсаторов его режкторных фильтров изготовлены из латунной фольги толщиной 0,5 мм. Подключаемые к катушкам индуктивности обкладки изготовлены путем напыления тонких пленок на керамические подложки толщиной 2 мм. Применение вместо керамики стеклотекстолитовых пластин не рекомендуется, поскольку большие напряжения на конденсаторах режкторных филь-

тров (в Θ раз больше напряжения, приложенного к режекторным фильтрам) приводят к их выгоранию. Индуктивности режекторных фильтров изготовлены из залуженного медного провода диаметром 1,8 мм, установлены на диэлектрическом каркасе и экранированы для устранения влияния крышки диплексера на его характеристики. Точная подстройка режекторных фильтров на заданную частоту осуществляется с помощью заземленных металлических штырей, которые (см. рис. 8.12) вводятся в области соединения конденсаторов и индуктивностей режекторных фильтров.

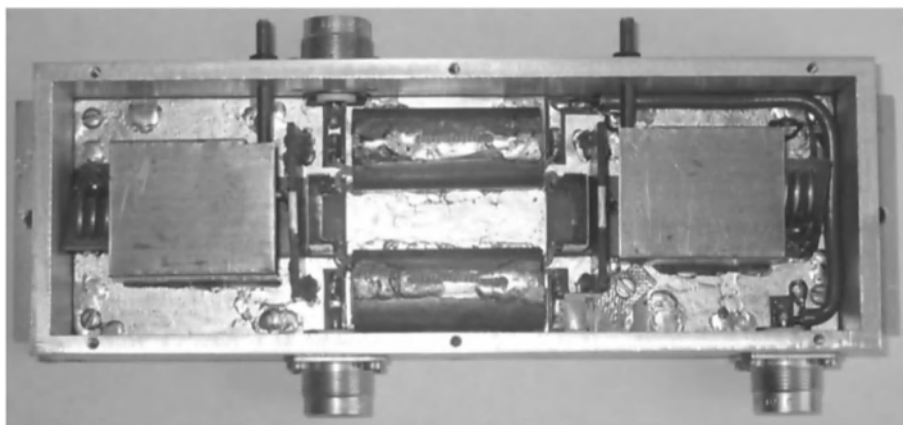


Рис. 8.12. Пример конструктивной реализации диплексера

Каждый из направленных ответвителей диплексера выполнен из двух проводов марки МГТФ $1 \times 0,35$, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор длиной 45 мм и диаметром 18 мм (для диплексера на 1—5 каналы) или диаметром 8 мм (для диплексера на 6—12 каналы). Длина каждого из двух проводов направленного ответвителя при использовании проводов марки МГТФ $1 \times 0,35$ может быть рассчитана по эмпирической формуле: $d[\text{м}] = 70/f_{\text{ц}}[\text{МГц}]$, где $f_{\text{ц}}$ — центральная рабочая частота направленного ответвителя, измеряемая в мегагерцах; d — длина проводов направленного ответвителя в метрах. Изолятор помещается в заземленный металлический цилиндрический экран с продольной щелью вдоль всей длины, плотно обжимающий намотанные на изолятор провода.

При настройке диплексера в начале регулировкой длины продольной щели металлических экранов для каждого направленного

ответвителя устанавливают коэффициент ответвления мощности на средней частоте заданного телевизионного канала равным 0,5. Режескторные фильтры настраиваются на частоту сигнала звукового сопровождения. После этого измеряются потери мощности по каждому из входов диплексера и сравниваются с расчетными значениями соотношений (8.1). В правильно настроенном диплексере расхождения расчетных и экспериментальных результатов измерения потерь не должны превышать 10...15 %. Затем проверяется развязка между входами диплексера, которая должна быть не менее 20...30 дБ. Путем незначительного изменения длины продольной щели металлических экранов ответвителей можно дополнительно увеличить развязку на 5...10 дБ. Это необходимо для уменьшения уровня интермодуляционных составляющих в спектре сигнала, излучаемого антенной.

Рассматриваемый малогабаритный диплексер был использован для повышения выходной мощности и КПД ряда телевизионных передатчиков с выходной мощностью 50...100 Вт, эксплуатируемых в городах Сибири, Казахстана и Средней Азии [81]. Реально выходная мощность и КПД передатчиков была повышена в 1,6...2,5 раза. Стоимость комплектующих элементов для изготовления малогабаритного диплексера составляет ~1000 рублей. Для сравнения заметим, что стоимость телевизионного передатчика метрового диапазона с выходной мощностью 200 Вт, согласно прайс-листу НПП «Триада-ТВ» (<http://www.ttv.ru/pricc.html>), равна 114 000 рублей.

Таким образом, при незначительных затратах, применение малогабаритного диплексера позволяет в 1,6...2,5 раза увеличить выходную мощность имеющегося парка маломощных передатчиков.

8.3. Использование автоматической регулировки потребляемого тока

В сверхширокополосных усилителях мощности (СУМ) метрового и дециметрового диапазонов традиционным является использование транзисторов в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой (ФРТ) [13, 82]. Использование режимов с отсечкой в таких усилителях для повышения их выходной мощности и КПД неприемлемо по следующим причинам. В диапазоне частот выше $0,01...0,05 f_T$ 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 [70]. 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 [13].

Однако при работе транзистора в режиме класса А с ФРТ, он недоиспользуется по мощности на 30...40 % [18]. Повышение выходной мощности, отдаваемой транзисторами СУМ, возможно благодаря введению автоматической регулировки режима (АРР) работы активного элемента по постоянному току [18, 83]. Средний КПД сверхширокополосного усилителя мощности, при работе его транзисторов в режиме с ФРТ и при усилении сигналов различной амплитуды, составляет 3...10 % [84]. Использование АРР позволяет повысить средний КПД сверхширокополосного усилителя мощности благодаря уменьшению потребляемой мощности при его работе в режиме усиления слабых сигналов [83, 85]. Кроме того, применение АРР позволяет повысить линейность амплитудной характеристики СУМ и уменьшить величину амплитудно-фазовой конверсии [86, 87].

В тоже время известные схемные решения построения СУМ с автоматической регулировкой режима не предназначены для работы на несогласованную нагрузку в условиях перегрузки по входу. Это объясняет ограниченную область применения АРР в сверхширокополосных усилителях мощности.

Методы реализации АРР основаны на использовании автоматической регулировки напряжения питания (АРН) и автоматической регулировки потребляемого тока (АРТ) [11]. Отсутствие сравнительной оценки эффективности использования АРН и АРТ в сверхширокополосных усилителях мощности затрудняет осуществление обоснованного выбора системы регулирования при разработке СУМ с автоматической регулировкой режима.

Осуществим анализ эффективности использования автоматической регулировки напряжения питания и автоматической регулировки потребляемого тока в сверхширокополосных усилителях мощности и рассмотрим возможность построения указанных усилителей, предназначенных для работы на несогласованную нагрузку в условиях перегрузки по входу.

Используемые в радиотехнических системах различного назначения СУМ предназначены для усиления трех наиболее часто встречающихся типов сигналов: высокочастотных сигналов с амплитудной модуляцией; сигналов с постоянной плотностью вероятности их амплитуд; многоканальных систем радиосвязи, с распределением амплитуд группового сигнала описываемым законом Релея.

Сравним по КПД усилительных каскадов с АРН, АРТ и ФРТ в случае усиления ими указанных типов сигналов. При этом будем полагать известными коэффициенты использования транзистора по току $\Psi = I_{\text{твм}}/I_{\text{к0}}$ и по напряжению $\xi = U_{\text{твм}}/U_{\text{к0}}$, где $I_{\text{твм}}$ — максимальное значение амплитуды выходного тока отдаваемого транзистором; $I_{\text{к0}}$ — ток в рабочей точке транзистора, $U_{\text{твм}}$ — максимальное значение амплитуды выходного напряжения отдаваемого транзистором, $U_{\text{к0}}$ — напряжение в рабочей точке транзистора [5]. Кроме того, будем считать, что анализируется работа дроссельных каскадов, а сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ и максимальные значения напряжения питания $E_{\text{п.м}}$ и потребляемого тока $I_{\text{п.м}}$ выбраны из условия получения максимальной выходной мощности, то есть выполняется условие [18]:

$$R_{\text{н}} = \xi E_{\text{п.м}} / \Psi I_{\text{п.м}}. \quad (8.3)$$

Известно [88, 89], что КПД регулируемых источников электропитания $\eta_{\text{РИЭП}}$, используемых в системах АРН, составляет величину порядка 70...90 %, а система АРТ [17] практически не потребляет энергии.

С учетом сказанного найдем, что при усилении сигналов с амплитудной модуляцией КПД каскадов с АРН $\eta_{\text{н}}$, с АРТ $\eta_{\text{т}}$ и с ФРТ $\eta_{\text{ф}}$ равны:

$$\eta_{\text{н}} = \frac{\eta_{\text{РИЭП}} \xi \Psi}{2};$$

$$\eta_{\text{т}} = \frac{\xi \Psi \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)}{2(1+m)} \quad \eta_{\text{ф}} = \frac{\xi \Psi \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)}{2(1+m)^2} \quad (8.4)$$

где m — глубина модуляции.

При усилении сигналов с постоянной плотностью вероятности их амплитуд КПД каскадов равны:

$$\eta_{\Pi} = \frac{\eta_{\text{приЭП}} \xi \Psi}{2}; \quad \eta_{\Gamma} = \frac{\xi \Psi}{3}; \quad \eta_{\Phi} = \frac{\xi \Psi}{3} \delta, \quad (8.5)$$

При усилении сигналов многоканальных систем радиосвязи КПД каскадов равны:

$$\eta_{\Pi} = \frac{\eta_{\text{приЭП}} \xi \Psi}{2};$$

$$\eta_{\Gamma} = \frac{\xi \Psi 2\sigma_X^2 \left[1 - \left(1 + \frac{1}{2\sigma_X^2} \right) \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_X^2} \right) \right]}{2\sqrt{2}\sigma_X \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (1/\sqrt{2}\sigma_X)^{2n+1}}{n!(2n+1)} - e^{-1/2\sigma_X^2}}; \quad (8.6)$$

$$\eta_{\Phi} = \xi \Psi \sigma_X^2 \left[1 - \left(1 + \frac{1}{2\sigma_X^2} \right) \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_X^2} \right) \right],$$

где σ_X^2 — дисперсия величины X ;

X — безразмерная амплитуда эквивалентного группового сигнала [90].

Регулируемые источники электропитания, входящие в систему АРН, занимают значительную часть объема и массы аппаратуры, в которой они используются [89]. В состав регулируемых источников электропитания входят, как правило, трансформатор, фильтр, задающий генератор, широтно-импульсный модулятор, усилитель постоянного тока, формирователи выходных сигналов управления каскадами импульсных преобразователей, сами импульсные преобразователи. Кроме того, являясь источниками радиопомех, регулируемые источники электропитания требуют тщательной экранировки. В усилителе с АРТ вся система регулирования состоит из детектора и управляющего транзистора. Эти элементы практически не увеличивают объем и массу устройства.

Быстродействие системы регулирования усилителя с АРТ определяется детектором и может составлять сотни мегагерц [11]. Быстродействие системы регулирования усилителя с АРН определяется инерционностью регулируемого источника электропитания и составляет десятки килогерц [89].

При выполнении (8.3) не трудно получить, что максимальные значения выходной мощности каскада с ФРТ $P_{\text{вых.}\Phi}$, каскада с

инерционной $P_{\text{вых.И}}$ и каскада с безынерционной $P_{\text{вых.Б}}$ системами АРР равны соответственно:

$$\begin{aligned} P_{\text{вых.Ф}} &= \frac{\xi \Psi P_{\text{к. доп}}}{2}; \\ P_{\text{вых.И}} &= \frac{\xi \Psi P_{\text{к. доп}}}{2(1 - 1,5\xi\Psi/8)}; \\ P_{\text{вых.Б}} &= \frac{\xi \Psi P_{\text{к. доп}}}{(2 - \xi\Psi)}, \end{aligned} \quad (8.7)$$

где $P_{\text{к. доп}}$ — максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность на транзисторе.

Полагая $\xi = \Psi = 1$, из (8.7) найдем, что максимальное значение выходной мощности, отдаваемой усилительным каскадом с безынерционной системой АРР, может в 1,6 раз превосходить выходную мощность каскада с инерционной системой АРР.

Из анализа соотношений (8.4)—(8.6) следует, что средний КПД усилителей мощности с АРТ на 25...35 % меньше КПД усилителей мощности с АРН, однако быстродействие их каналов управления в $10^3...10^4$ больше, а КПД каскадов с АРТ в среднем вдвое превышает КПД каскадов с ФРТ. Кроме того, СУМ с АРТ выигрывают по массогабаритным показателям, простоте реализации и поэтому являются более перспективными.

Рассмотрим теперь вопрос влияния АРТ на уровень нелинейных искажений СУМ и сжатие его коэффициента усиления. Традиционно верхняя граница линейного динамического диапазона мощного широкополосного усилителя определяется уровнем его выходной мощности, соответствующим сжатию коэффициента усиления на 1 дБ [91]. Поэтому сравнение каскадов с ФРТ и с АРТ осуществлялось в области прилегающей к верхней границе линейного динамического диапазона.

При работе усилительного каскада с ФРТ, ток и напряжение в точке покоя могут быть найдены из соотношений [18]:

$$E_{\text{н.м.}} = \sqrt{\frac{P_{\text{к. доп}} \Psi R_{\text{н}}}{\xi}}; \quad I_{\text{н.м.}} = \sqrt{\frac{P_{\text{к. доп}} \xi}{\Psi R_{\text{н}}}} \quad (8.8)$$

и для каскада с безынерционной системой АРР [87]:

$$E_{\text{н.м.}} = \sqrt{\frac{P_{\text{к. доп}} \Psi R_{\text{н}}}{\xi(1 - \xi\Psi/2)}}; \quad I_{\text{н.м.}} = \sqrt{\frac{P_{\text{к. доп}} \xi}{\Psi R_{\text{н}}(1 - \xi\Psi/2)}} \quad (8.9)$$

Соотношения (8.8) и (8.9) были использованы при установлении режимов работы транзистора усилительного каскада, для которого проводились измерения нелинейных составляющих второго и третьего порядка в спектре выходного сигнала при его работе с ФРТ и с АРТ (рис. 8.13).

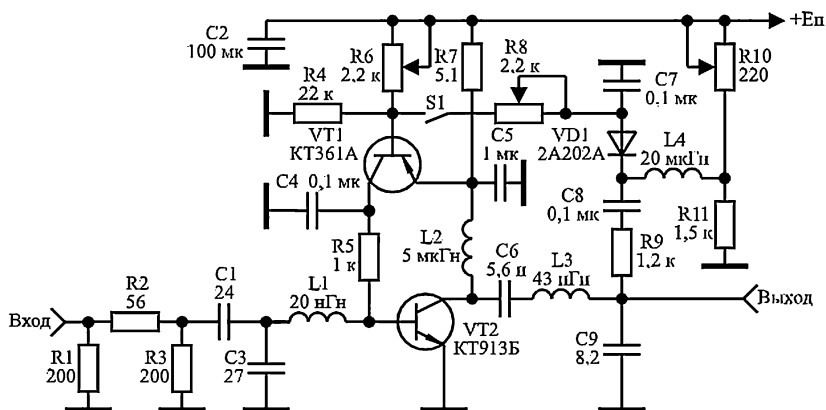


Рис. 8.13. Принципиальная схема усилительного каскада со схемой компенсации эффекта детектирования

Для проведения исследований необходимы генераторы сигналов с линейной выходной мощностью 2...4 Вт. Поэтому повышению выходной мощности генераторов стандартных сигналов осуществлялось с использованием широкополосных усилителей, описанных в [16]. На выходах указанных усилителей устанавливались фильтры нижних частот седьмого порядка [36], обеспечивающие возбуждение исследуемых каскадов моногармоническими сигналами. Двухсигнальное входное воздействие формировалось с помощью сумматора с развязанными входами (см. раздел 7.1). Допустимая мощность, рассеиваемая на транзисторе KT913B, выбрана равной 5 Вт. При работе каскада с ФРТ датчик выходного напряжения на диоде VD1 отключается с помощью ключа S1. Результаты исследований для частот входных сигналов 30, 110 и 220 МГц приведены на рис. 8.14—8.16.

Интермодуляционные искажения третьего порядка измерялись при условии равенства амплитуд двухчастотного воздействия и разность частот равном 5 МГц. По оси абсцисс на рис. 8.14—8.16 отложена входная мощность, выраженная в децибелах относительно ватта, по оси ординат отложена выходная мощность, также выраженная в децибелах относительно ватта [87], и приняты следующие

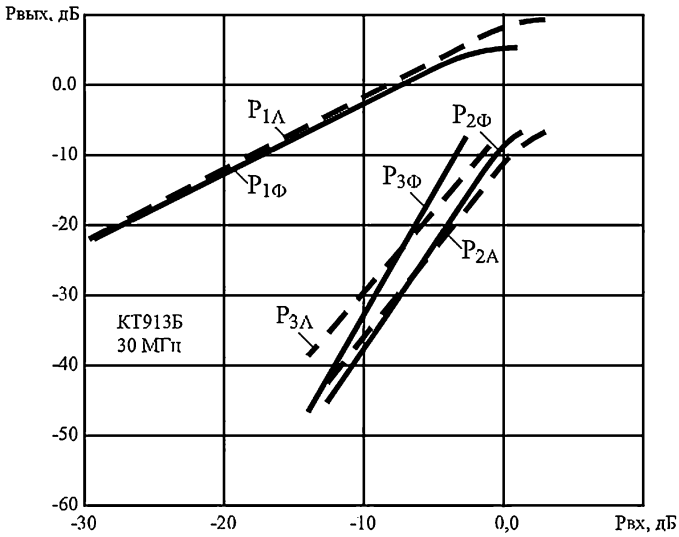


Рис. 8.14. Зависимости мощностей первой и второй гармоник и интермодуляционной составляющей третьего порядка выходного сигнала от мощности входного сигнала на частоте 30 МГц

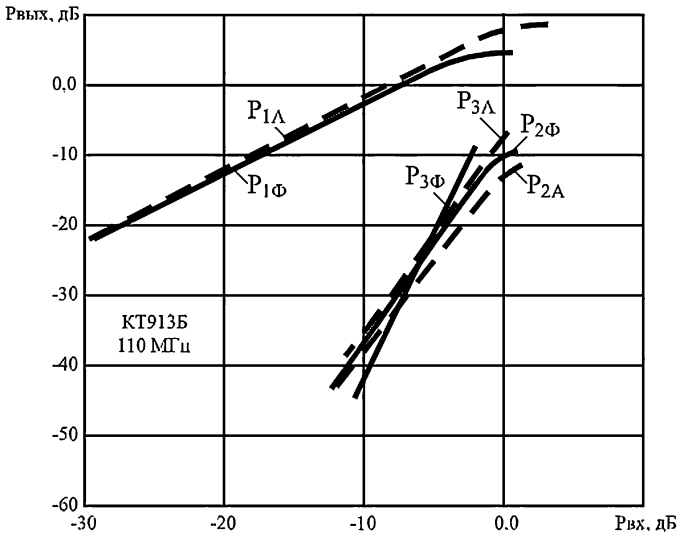


Рис. 8.15. Зависимости мощностей первой и второй гармоник и интермодуляционной составляющей третьего порядка выходного сигнала от мощности входного сигнала на частоте 110 МГц

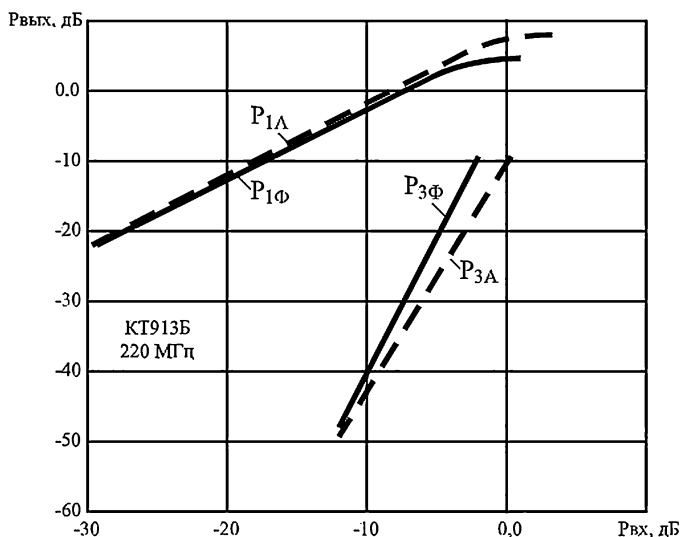


Рис. 8.16. Зависимости мощностей первой гармоники и интермодуляционной составляющей третьего порядка выходного сигнала от мощности входного сигнала на частоте 220 МГц

щие обозначения: $P_{1\Phi}$, P_{1A} — мощность первой гармоники; $P_{2\Phi}$, P_{2A} — мощность второй гармоники; $P_{3\Phi}$, P_{3A} — мощность интермодуляционной составляющей третьего порядка. Символы Φ и A в обозначениях относятся к случаю работы каскада с ФРТ и АРТ соответственно.

На выходе каскада установлена выходная корректирующая цепь в виде фильтра нижних частот, образуемая элементами L_3 , C_9 и выходной емкостью транзистора КТ939А [18]. Поэтому при частоте входного сигнала 220 МГц высшие гармоники отфильтровываются и не поступают на выход усилителя, что нашло отражение на рис. 8.16.

По амплитудным характеристикам, приведенным на рис. 8.14—8.16, сложно определить уровень выходной мощности каскадов, соответствующий сжатию их коэффициентов усиления на 1 дБ. Поэтому на рис. 8.17 приведены зависимости коэффициентов усиления исследуемых каскадов с ФРТ (непрерывные кривые) и с АРТ (пунктирные кривые) от уровня их выходной мощности и частоты усиливаемых сигналов.

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 8.14—8.17, позволяет сделать следующие выводы. При равных выходных мощностях каскадов с ФРТ и с АРТ, соответствующих сжатию коэффициентов усиления каскадов с ФРТ на 1 дБ, уровень второй гармоники

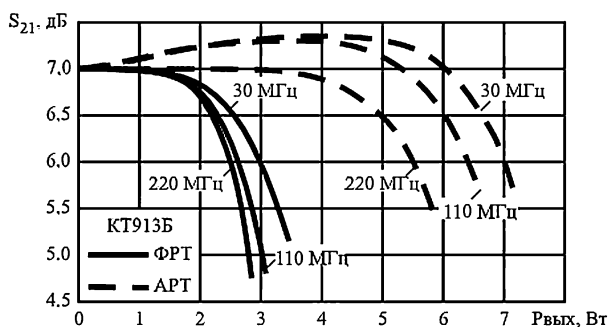


Рис. 8.17. Зависимости сжатия коэффициента усиления каскадов с ФРТ и с АРТ на транзисторе КТ913Б от уровня выходной мощности и частоты усиливаемого сигнала

и интермодуляционные искажения третьего порядка в каскадах с АРТ на 3...10 дБ меньше чем в каскадах с ФРТ. При выходных мощностях каскадов с ФРТ и с АРТ, соответствующих сжатию их коэффициентов усиления каскадов на 1 дБ, уровень второй гармоники и интермодуляционные искажения третьего порядка в каскадах примерно равны. То есть использование АРТ даст возможность практически в два раза увеличить выходную мощность каскада работающего на согласованную нагрузку при неизменном уровне нелинейных составляющих второго и третьего порядка в спектре выходного сигнала.

При малых уровнях входных воздействий каскады с ФРТ имеют равные или меньшие уровни нелинейных составляющих второго и третьего порядка в спектре выходного сигнала, чем каскады с АРТ. Однако принципы построения высоколинейных усилителей отличаются от принципов построения усилителей мощности. Они основаны не на требовании получения максимального значения выходной мощности при максимальном коэффициенте полезного действия и заданном допустимом уровне нелинейных составляющих в спектре выходного сигнала, а на требовании минимизации этих составляющих при малых уровнях входных воздействий. Поэтому вопрос о возможности использования АРТ для минимизации нелинейных составляющих в спектре выходного сигнала каскада работающего в режиме класса А при малых уровнях входных сигналов требует отдельного исследования.

Таким образом, использование АРТ позволяет сохранить неизменным уровень нелинейных составляющих второго и третьего порядка в спектре выходного сигнала при одновременном двукратном увеличении выходной мощности каскада, работающего в режиме класса А.

Глава 9

Повышение выходной мощности усилителей импульсов неограниченной длительности с пикосекундными фронтами

Создание современных радиотехнических систем и устройств связано, в ряде случаев, с необходимостью применения в них усилителей импульсов неограниченной длительности с пикосекундными фронтами, спектр которых занимает область от нуля (либо единиц) герц до единиц гигагерц [94].

Построение таких усилителей с использованием мощных транзисторов оказывается невозможным ввиду высоких добротностей входных импедансов этих транзисторов и большой величины «паразитных» параметров пассивных элементов применяемых при построении УМ, что приводит к появлению неконтролируемых резонансов внутри полосы пропускания разрабатываемых усилителей и искажению формы их АЧХ [94, 95].

Повышение выходной мощности усилителей с помощью устройств сложения мощностей отдаваемых несколькими менее мощными транзисторами, также затруднительно, так как известные методы построения устройств сложения мощности не позволяют реализовать усилители с коэффициентом перекрытия по частоте более чем в $10^3 \dots 10^4$ раз [26, 27].

Рассмотрим возможность повышения выходной мощности усилителей импульсных сигналов на основе использования многоканальных структур с частотным разделением каналов, применяемых в усилителях гармонических сигналов [96].

Известно [94], что для неискаженного усиления импульсных сигналов фазочастотная характеристика (ФЧХ) усилителя должна быть линейной функцией частоты, а АЧХ — частотно-независимой (равномерной). Использование в многоканальных усилителях гармонических сигналов частотно-разделительных цепей (ЧРЦ) в соответствии с теоремой Грейзела о фильтрах для уплотнения каналов [96] позволяет реализовать равномерную АЧХ усилителя. В качестве ЧРЦ возможно применение фильтров Баттерворта,

Чебышева, Золотарева четных порядков. Однако как показано в [97, 98], переходная характеристика таких усилителей имеет глубокий провал, достигающий до 100 %.

Исследования различных вариантов построения двухканальных усилителей позволили установить следующее. Создание двухканальных усилителей с частотным разделением каналов, предназначенных для усиления импульсных сигналов, возможно при использовании ЧРЦ реализованных на фильтрах первого порядка и включенных либо только на входе, либо только на выходе. Структуры построения таких усилителей приведены на рис. 9.1 и 9.2, где Σ — сумматор, УВЧ — усилитель верхних частот; УНЧ — усилитель нижних частот.

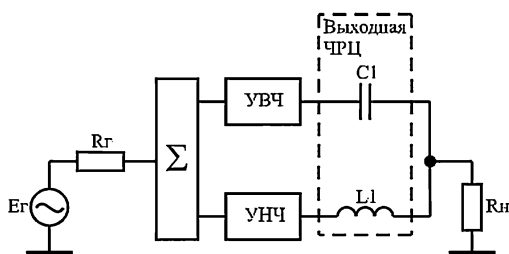


Рис. 9.1. Структура двухканального усилителя импульсных сигналов с сумматором на входе

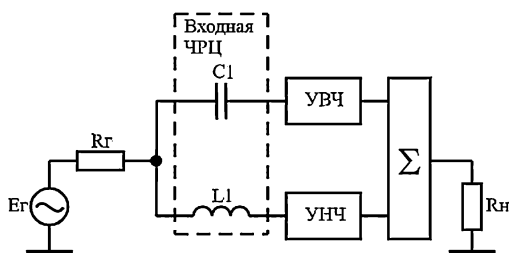


Рис. 9.2. Структура двухканального усилителя импульсных сигналов с сумматором на выходе

АЧХ указанных усилительных структур равномерна, ФЧХ линейна, а переходная характеристика не имеет провалов. Нормированные относительно $R_{н}$ и частоты стыковки каналов $f_{СТ}$ значения элементов ЧРЦ, при этом равны:

$$L_{1Н} = C_{1Н} = 1.$$

Под частотой стыковки $f_{СТ}$ понимается частота, на которой коэффициенты передачи высокочастотного и низкочастотного выхода ЧРЦ оказываются одинаковыми и равными 0,5 относительно максимального значения [96].

Из условий работы рассматриваемых усилителей следует, что верхняя граничная частота УНЧ $f_{ВУНЧ}$ должна быть больше $f_{СТ}$, а нижняя граничная частота УВЧ $f_{ВУВЧ}$ должна быть меньше $f_{СТ}$.

Недостатком усилительных структур, приведенных на рис. 9.1, 9.2, является необходимость использования сверхширокополосных сумматоров с развязанными входами.

Указанный недостаток отсутствует в схеме двухканального усилителя импульсных сигналов, предложенного в [98, 99]. Структура усилителя приведена на рис. 9.3.

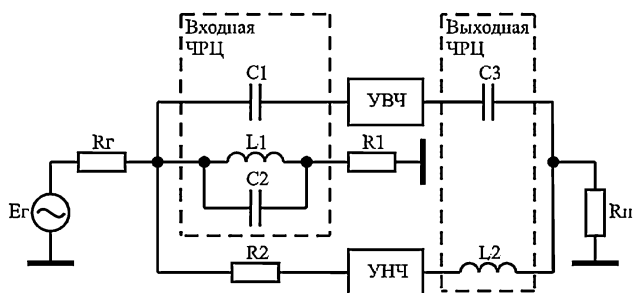


Рис. 9.3. Структура двухканального усилителя импульсных сигналов с ЧРЦ на входе и выходе

Значения элементов входной и выходной ЧРЦ, соответствующие условию полного отсутствия искажений ПХ могут быть найдены из соотношений [98]:

$$C1 = C2 = C3 = 1/2\pi f_{СТ} R_{II};$$

$$L1 = L2 = R_{II}/2\pi f_{СТ}; \quad R1 = 0,5R_{II}.$$

Схемное решение, приведенное на рис. 9.3, может быть распространено и на случай многоканальной структуры импульсного усилителя (рис. 9.4), где ПУ — полосовой усилитель [98].

При заданных значениях R_g , R_{II} , $f_{НУВЧ}$, $f_{ВУНЧ}$ элементы трехканального варианта схемы, приведенной на рис. 9.4, рассчитываются по формулам [100]:

$$C1 = \frac{1}{R_{II} 2\pi f_{НУВЧ}}; \quad C2 = C3 = \frac{1}{R_g 2\pi f_{НУВЧ}} \quad (9.1)$$

$$C4 = \frac{(f_{\text{нУВ}} - f_{\text{вУН}})}{R_{\text{н}} 2\pi f_{\text{нУВ}} f_{\text{вУН}}}; \quad (9.1)$$

$$L1 = \frac{R_{\text{н}}}{2\pi f_{\text{вУН}}}; \quad L2 = \frac{R_{\text{г}}}{2\pi f_{\text{нУВ}}};$$

$$L3 = \frac{R_{\text{н}}}{2\pi(f_{\text{нУВ}} - f_{\text{вУН}})};$$

$$R1 = 0,5R_{\text{г}}; \quad R2, R3 \gg R_{\text{г}}.$$

Для примера на рис. 9.5 приведена принципиальная схема трехканального импульсного усилителя, реализованного по функциональной схеме рис. 9.4.

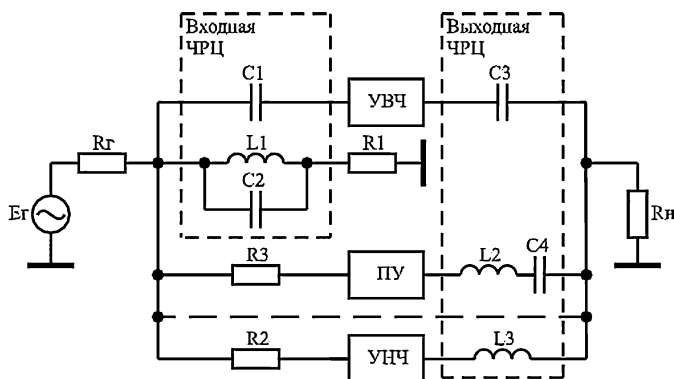


Рис. 9.4. Многоканальный вариант импульсного усилителя

Усилитель имеет следующие технические характеристики: коэффициент усиления 3 дБ; время установления фронта импульса 1 нс; спад плоской вершины импульса 10 % при длительности усиливаемого импульса 300 мкс; частота $f_{\text{вУВЧ}}$ выбрана равной 0,5 МГц; частота $f_{\text{нУВЧ}}$ выбрана равной 5 МГц; искажения переходной характеристики, обусловленные использованием ЧРЦ, не более 3 %.

На рис. 9.6 приведена форма сигнала на выходе рассматриваемого усилителя при подаче на его вход тестового импульсного сигнала длительностью 1 мкс. На рис. 9.7—9.9 приведены экспериментальные характеристики усилителя при его работе без УВЧ, без ПУ и без УНЧ.

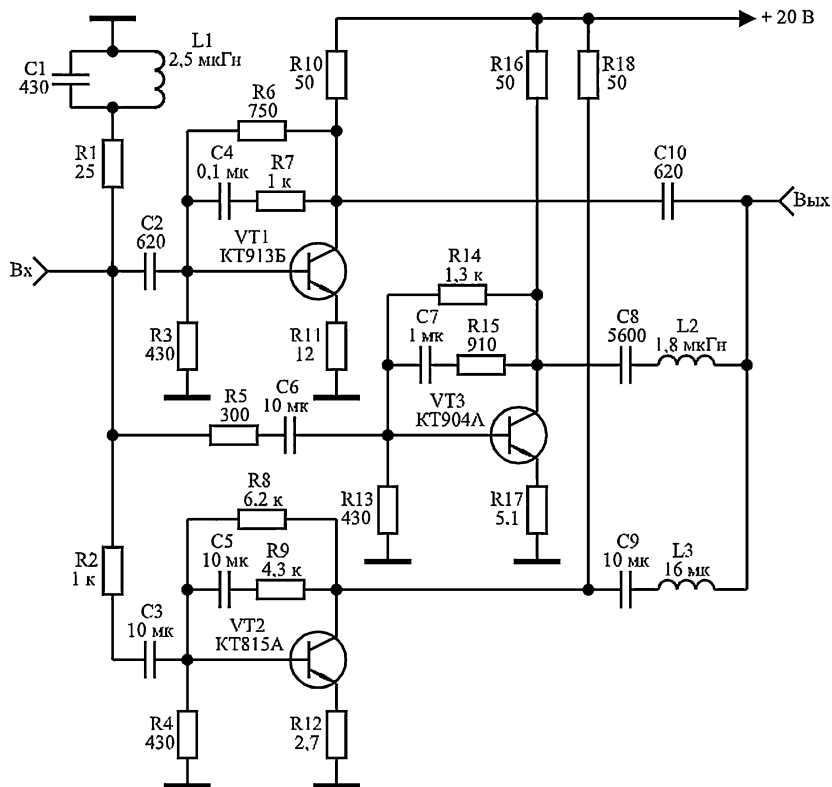


Рис. 9.5. Принципиальная схема трехканального импульсного усилителя

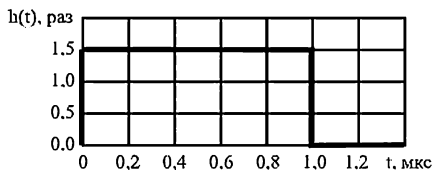


Рис. 9.6. Форма импульсного сигнала на выходе трехканального усилителя

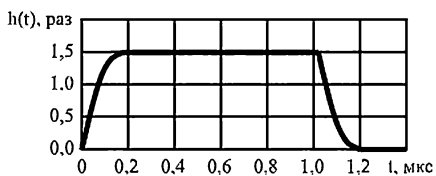


Рис. 9.7. Форма импульсного сигнала на выходе усилителя при его работе без УВЧ

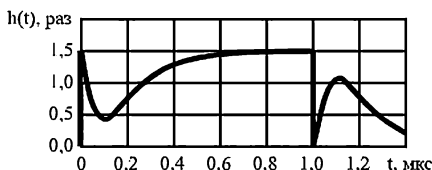


Рис. 9.8. Форма импульсного сигнала на выходе усилителя при его работе без ПУ

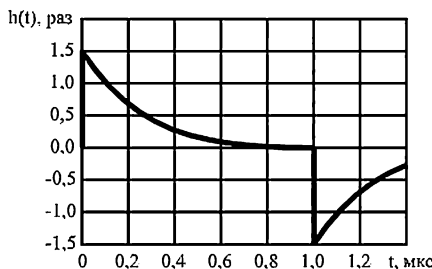


Рис. 9.9. Форма импульсного сигнала на выходе усилителя при его работе без УНЧ

Пример 9.1. Рассчитаем значения элементов ЧРЦ трехканального импульсного усилителя (рис. 9.4) с учетом того, что $f_{\text{вУИЧ}} = 0,5$ МГц, $f_{\text{нУВЧ}} = 5$ МГц, $R_{\text{Г}} = R_{\text{Н}} = 50$ Ом.

Решение. В соответствии с выбранными $f_{\text{вУИЧ}}$ и $f_{\text{нУВЧ}}$ рассчитывая значения элементов ЧРЦ по соотношениям (9.1) получим: $C1 = C2 = C3 = 639$ пФ; $C4 = 5,75$ нФ; $L1 = 1,6$ мкГн; $L2 = 1,8$ мкГн; $L3 = 16$ мкГн; $R1 = 25$ Ом.

Принципы построения многоканальных импульсных усилителей с ЧРЦ реализованы в двухканальном сверхширокополосном усилителе мощности постоянного тока, принципиальная схема которого приведена на рис. 9.10 [100].

Характеристики усилителя: полоса рабочих частот 0...1,5 ГГц; неравномерность АЧХ $\pm 1,5$ дБ; коэффициент усиления 15 дБ; номинальный уровень выходной мощности 2 Вт; время нарастания переходной характеристики 250 пс; длительность усиливаемых импульсов не ограничена; выброс переднего фронта импульса не более 10 %; искажения плоской вершины импульса не более 10 %; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом; частота стыковки ЧРЦ 100 кГц; напряжения источников питания ± 17 и +12 В; потребляемая мощность 30 Вт.

Канальные усилители СУМ разработаны с использованием достоинств схемных решений построения усилителей СВЧ и усилителей постоянного тока.

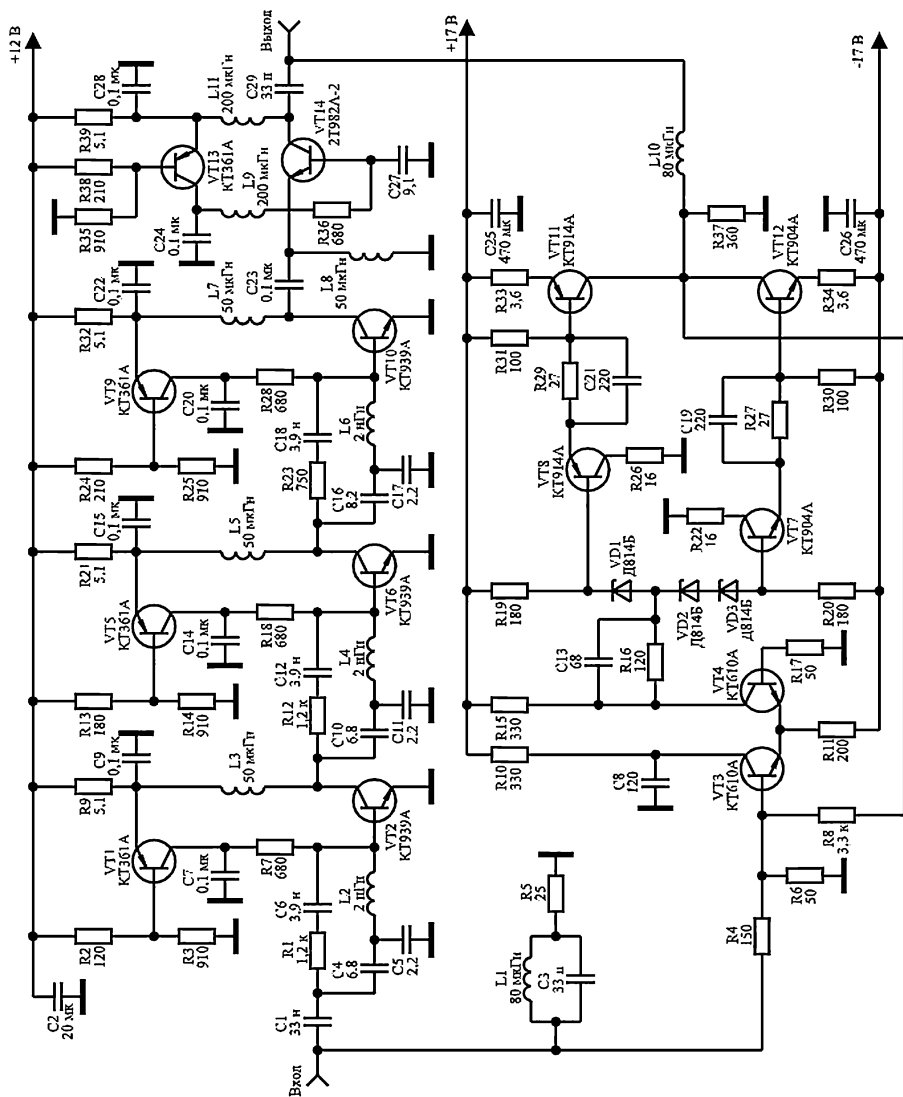


Рис. 9.10. Принципиальная схема двухканального сверхширокополосного усилителя мощности с частотным разделением каналов.

Выходной каскад усилителя высокочастотного канала выполнен по схеме со сложением напряжений (см. раздел 6.3), входные каскады выполнены с использованием реактивных межкаскадных корректирующих цепей третьего порядка (см. раздел 4.3). Во всех

каскадах применена активная коллекторная термостабилизация (см. раздел 2.1).

Выходной каскад усилителя постоянного тока построен по двухтактной схеме на основе комплементарных транзисторов VT7, VT12 и VT8, VT11 и работает от входного балансного каскада.

Выравнивание коэффициентов усиления каналов и уменьшение дрейфа нуля достигается введением общей отрицательной обратной связи с помощью резистора R8. Для расширения полосы рабочих частот усилителя постоянного тока используется высоко-частотная коррекция с помощью конденсаторов C13, C19, C21.

Таким образом, рассмотренные варианты построения многоканальных импульсных усилителей с ЧРЦ и методы их проектирования подтверждают возможность создания многоканальных импульсных усилителей с частотным разделением каналов при одновременной минимизации искажений переходной характеристики, обусловленных многоканальной структурой усилителя.

В результате становится возможным применение канальных усилителей с использованием достоинств схемных решений усилителей заданного диапазона частот и повышение, благодаря этому, выходной мощности усилителей, предназначенных для усиления импульсов неограниченной длительности с пикосекундными фронтами [100, 101].

Глава 10

Защита усилителей мощности от перегрузок

Необходимыми элементами многих радиотехнических и измерительных комплексов и систем являются полосовые и широкополосные усилители мощности, к которым предъявляются требования сохранения работоспособности при работе на несогласованную нагрузку, а также при перегрузке по входному воздействию в 5...10 раз. Такие усилители используются, например, в системах ближней нелинейной радиолокации, сопротивление нагрузки которых изменяется во времени [102]. Для повышения надежности указанных усилителей используются схемы защиты, основанные на использовании направленных ответвителей, датчиков тока, напряжения и температуры, систем автоматической регулировки усиления и ограничителей [3, 11, 18].

10.1. Схемы защиты сверхширокополосных усилителей мощности от перегрузок

При работе сверхширокополосного усилителя мощности на несогласованную нагрузку всегда есть опасность выхода из строя транзистора выходного каскада из-за превышения напряжением коллектор-эмиттер либо током коллектора допустимого значения. Для устранения указанного недостатка может быть использована схема защиты, представленная на рис. 10.1 [103].

Защита установлена в двухкаскадном усилителе с характеристиками:

полоса пропускания	0,4...2 ГГц
неравномерность	AЧХ $\pm 1,5$ дБ
коэффициент усиления	10 дБ
номинальный уровень выходной мощности	1 Вт
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом

Работа схемы защиты заключается в следующем. При работе усилителя на согласованную нагрузку сигнал на выходе отражен-

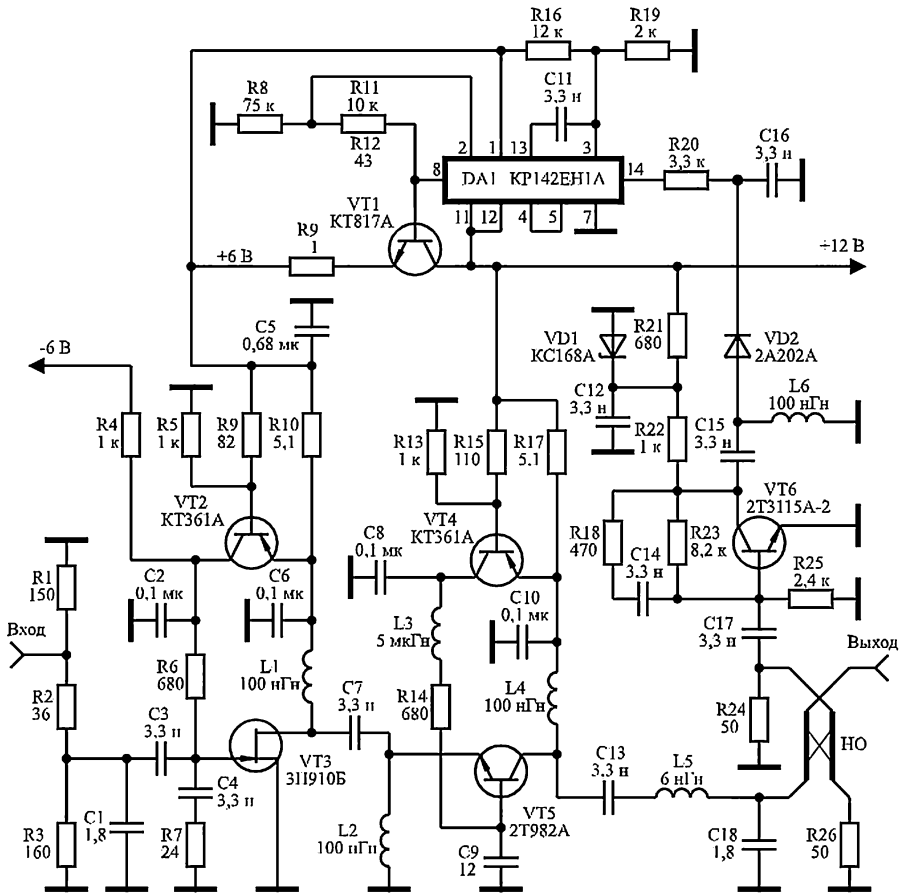


Рис. 10.1. Сверхширокополосный усилитель с защитой от рассогласования с нагрузкой на направленном ответвителе

ной волны направленного ответвителя отсутствует, и усилитель выдает в нагрузку номинальную мощность. В случае изменения нагрузки, на выходе отраженной волны направленного ответвителя появляется сигнал пропорциональный уровню рассогласования. Направленный ответвитель выполнен в виде двух связанных пятидесятиомных полосковых линий с переходным затуханием 20 дБ на центральной частоте, равной 3 ГГц. На частоте 0,4 ГГц переходное затухание НО составляет 35 дБ и с увеличением частоты уменьшается на 6 дБ на октаву, составляя 22 дБ на частоте 2 ГГц. Для выравнивания по частоте переходного затухания направленного ответвителя использован корректирующий усилитель

на транзисторе VT6. Поэтому с детектора на диоде VD2 снимается напряжение, не зависящее от частоты усиливаемого сигнала и пропорциональное рассогласованию усилителя с нагрузкой. Поступая на управляющий вход стабилизатора на микросхеме DA1 и транзисторе VT1, указанное напряжение приводит к уменьшению напряжения питания входного каскада. Коэффициент передачи каскада уменьшается, уменьшая напряжение возбуждения транзистора VT5. Уровень отраженного сигнала, при котором начинается уменьшение коэффициента усиления усилителя, устанавливается с помощью резистора R19. Поэтому при превышении КСВН нагрузки определенного значения выходная мощность усилителя будет падать пропорционально росту КСВН нагрузки.

При необходимости разработки усилителя с полосой пропускания более 5...7 октав возникают сложности в точной коррекции частотной зависимости переходного затухания направленного ответвителя. В этом случае предпочтительным оказывается использование схемы защиты с датчиком выходного напряжения и выходного тока, приведенной на рис. 10.2 [104].

Защита установлена в двухкаскадном усилителе с характеристиками: полоса пропускания 0,03...1 ГГц; неравномерность АЧХ $\pm 1,5$ дБ; коэффициент усиления 19 дБ; номинальный уровень выходной мощности 3 Вт; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом.

Схема защиты от рассогласования по выходу препятствует выгоранию выходных транзисторов VT5 и VT6 при работе на несогласованную нагрузку и состоит из датчика выходного напряжения на диоде VD1 и датчика выходного тока на диоде VD2 и трансформаторе Тр [105]. Схема датчика высокочастотного тока приведена на рис. 10.3.

Широкополосный датчик высокочастотного тока работает следующим образом [106]. При протекании через двухпроводную линию передачи противофазных высокочастотных токов в сердечнике M1 образуется высокочастотное магнитное поле, в результате чего на концах однослойной обмотки намотанной на сердечнике M1 наводится высокочастотная ЭДС, пропорциональная протекающему по линии передачи высокочастотному току. Напряжение, снимаемое с обмотки, детектируется детектором и поступает на выход датчика. Резистор R1 и его выводы образуют замкнутый вокруг сердечника M1 контур с сопротивлением равным сопротивлению резистора R1. Использование резистора позволяет улучшить АЧХ датчика и уменьшить нагревание магнитопроводящего сердечника. Изменяя сопротивление резистора R1, можно изменять

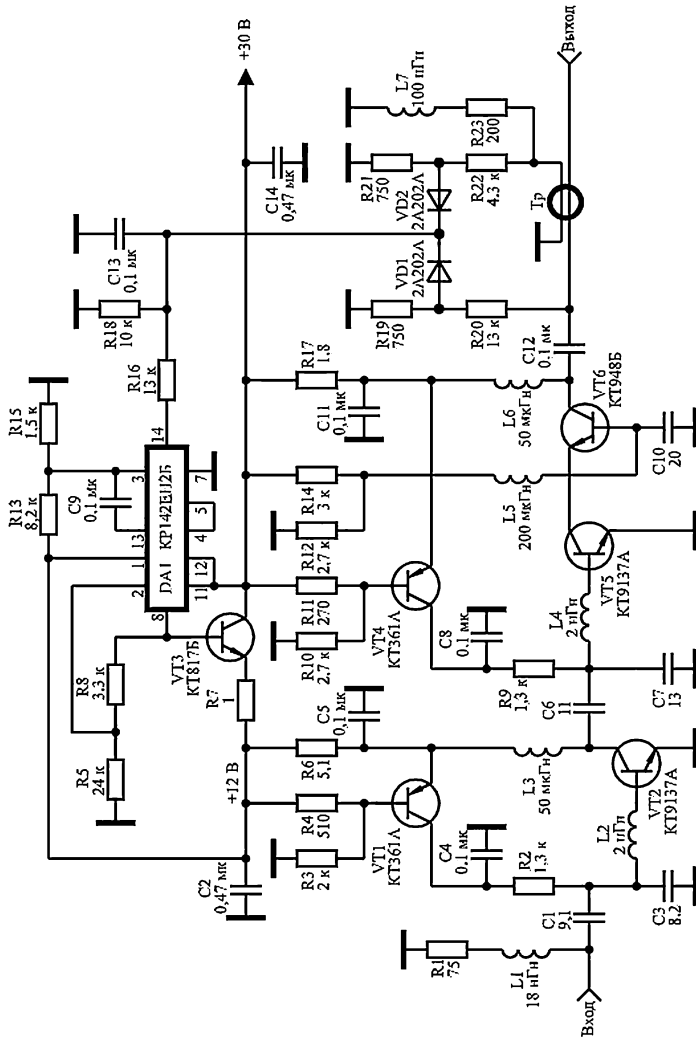


Рис. 10.2. Сверхширокополосный усилитель с защитой от рассогласования с нагрузкой на основе датчиков выходного напряжения и выходного тока

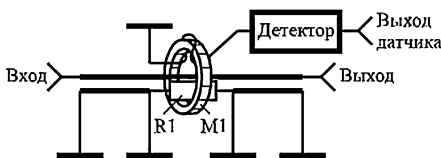


Рис. 10.3. Широкополосный датчик высокочастотного тока

уровень магнитного поля в сердечнике М1 и потери мощности в нем. Однослойная обмотка, при этом, содержит 5...7 витков провода диаметром 0,5...0,8 мм. В качестве магнитопроводящего сердечника может быть использовано ферритовое кольцо М100НН К10×6×3. На рис. 10.2 резистор R1 не показан, так как при выходной мощности усилителя до 3...5 Вт он не используется.

Цепь, состоящая из элементов L7 и R23 на рис. 10.2, служит для выравнивания коэффициента передачи датчика выходного тока в полосе рабочих частот усилителя. При работе на стандартную нагрузку 50 Ом датчики выходного напряжения и выходного тока выдают одинаковые управляющие напряжения, пропорциональные уровню выходного сигнала. При работе на нагрузку более 50 Ом, сигнал управления формируется датчиком выходного напряжения. При работе на нагрузку менее 50 Ом, сигнал управления формируется датчиком выходного тока. Поступая на управляющий вход стабилизатора на микросхеме DA1 и транзисторе VT3, сигнал управления приводит к уменьшению напряжения питания входного каскада на транзисторе VT2. Коэффициент передачи каскада уменьшается, уменьшая напряжение возбуждения транзистора VT5. Поэтому при правильной настройке схемы защиты усилитель, при работе на высокоомную нагрузку, позволяет получить максимальное выходное напряжение, равное максимальному напряжению, развиваемому усилителем на нагрузке 50 Ом. При работе на низкоомную нагрузку максимальный ток, отдаваемый в нагрузку, равен максимальному току, отдаваемому усилителем в нагрузку 50 Ом. Уровень срабатывания схемы защиты от рассогласования по выходу устанавливается выбором номинала резистора R16.

В разделе 8.3 показана возможность повышения выходной мощности и КПД сверхширокополосных усилителей благодаря использованию АРТ. Однако схемные решения усилителей с АРТ, описанные в указанном разделе, предназначены для работы на согласованную нагрузку. Работа на несогласованную нагрузку таких усилителей приводит к недопустимым искажениям выходного сигнала, что связано с заходом рабочей точки выходных каскадов в область отсечки и является причиной значительного сокращения области их применения.

Рассмотрим влияние сопротивления нагрузки на работу широкополосного усилительного каскада, в котором использована традиционная система АРТ (рис. 10.4) [92, 108].

Каскад имеет следующие характеристики: коэффициент усиления 16 дБ; полоса пропускания 10...50 МГц; неравномерность АЧХ $\pm 0,5$ дБ; номинальный уровень выходной мощности 4,2 Вт;

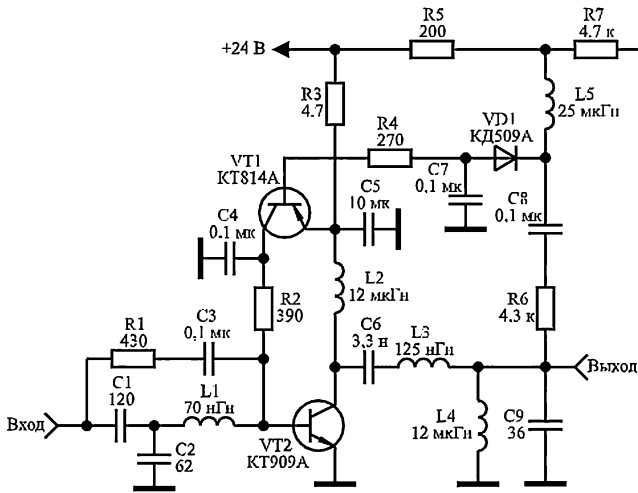


Рис. 10.4. Усилительный каскад с традиционной системой ART

потребляемый ток в режиме молчания 0,15 А; потребляемый ток в режиме номинальной выходной мощности 0,55 А; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом.

На рис. 10.5 приведена экспериментальная зависимость выходной мощности каскада от сопротивления нагрузки, полученная при постоянном уровне входного немодулированного сигнала частотой 20 МГц (кривая 1). Здесь же приведена аналогичная зависимость при реализации усилителя с ФРТ (кривая 2).

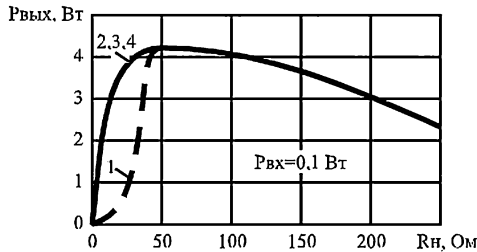


Рис. 10.5. Зависимости выходной мощности каскадов с ART и ФРТ от сопротивления нагрузки

На рис. 10.6 представлена экспериментальная зависимость тока, потребляемого рассматриваемым каскадом, от сопротивления нагрузки, при том же постоянном входном воздействии (кривая 1). Здесь же приведена аналогичная зависимость при реализации усилителя с ФРТ (кривая 2).

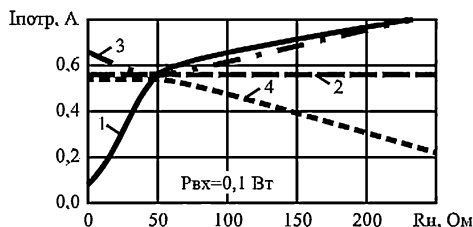


Рис. 10.6. Зависимости токов, потребляемых каскадами с АРТ и ФРТ, от сопротивления нагрузки

На рис. 10.7 приведена экспериментальная зависимость тока, потребляемого каскадом с АРТ, от эффективного значения его выходного напряжения при работе на стандартную 50-омную нагрузку (кривая 1). Здесь же приведена аналогичная зависимость при реализации усилителя с ФРТ (кривая 2).

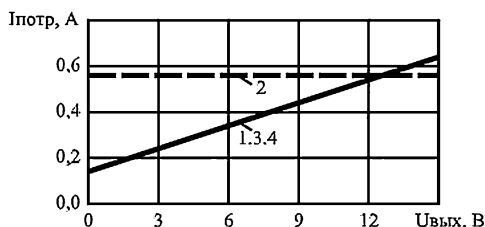


Рис. 10.7. Зависимости токов, потребляемых каскадами с АРТ и ФРТ, от уровня их выходной мощности

Резкое падение выходной мощности в усилительном каскаде с АРТ, при его работе на низкоомную нагрузку, объясняется уменьшением потребляемого каскадом тока из-за уменьшения проводимости передачи системы регулирования и невыполнения, вследствие этого, условия неискаженного усиления [18]. При работе на высокоомную нагрузку, в результате увеличения проводимости передачи системы регулирования, ток потребления каскада с АРТ увеличивается пропорционально росту $R_{\text{н}}$, что приводит к уменьшению его КПД.

Для сохранения работоспособности рассматриваемых усилителей при работе на несогласованную нагрузку в [17, 107] предложено два варианта управления работой системы регулирования усилителей с автоматической регулировкой потребляемого тока. Это использование датчиков выходного тока и выходного напряжения и датчиков выходной мощности на направленных ответвлениях.

На рис. 10.8 приведена схема широкополосного усилительного каскада (аналогичная схеме каскада рис. 10.4), в котором для управ-

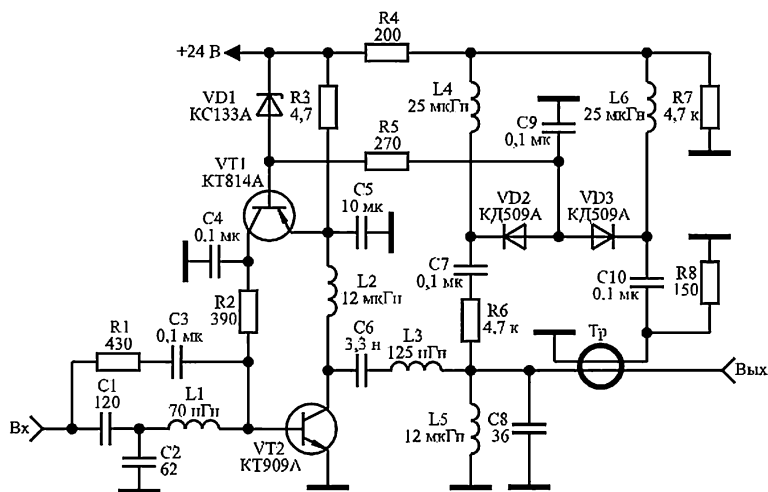


Рис. 10.8. Усилительный каскад с системой АРТ, управляемой датчиками выходного напряжения и выходного тока

ления работой системы регулирования использованы датчики выходного напряжения на диоде VD2 и тока — на диоде VD3 [17].

При работе на согласованную нагрузку 50 Ом оба датчика выдают одинаковое управляющее напряжение пропорциональное уровню выходного сигнала. При работе на нагрузку более 50 Ом управление системой регулирования осуществляется датчиком выходного напряжения. При работе на нагрузку менее 50 Ом управление системой регулирования осуществляется датчиком выходного тока. Стабилитрон VD1, включенный в базу транзистора VT1, предназначен для ограничения сигнала управления значением, соответствующим заданной максимальной величине тока потребления.

На рис. 10.5 приведена экспериментальная зависимость выходной мощности рассматриваемого усилительного каскада от сопротивления нагрузки при постоянном уровне входного сигнала (кривая 3). На рис. 10.6 представлена экспериментальная зависимость тока, потребляемого каскадом, от сопротивления нагрузки при том же постоянном входном воздействии (кривая 3). На рис. 10.7 приведена экспериментальная зависимость тока, потребляемого усилительным каскадом, от эффективного значения его выходного напряжения при работе на стандартную 50-омную нагрузку (кривая 3).

В широкополосном усилительном каскаде, схема которого приведена на рис. 10.9, для управления работой системы регулирования использован датчик выходной мощности на направленном ответвителе [107].

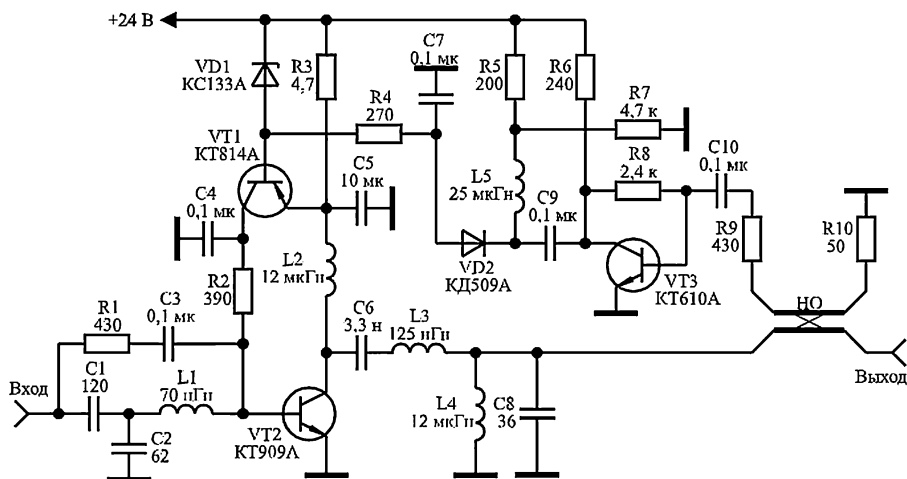


Рис. 10.9. Усилительный каскад с системой АРТ, управляемой датчиком выходной мощности

Датчик состоит из направленного ответвителя падающей волны и корректора на транзисторе VT3. Центральная рабочая частота направленного ответвителя выбрана равной 200 МГц. Поэтому переходное затухание направленного ответвителя максимально на нижней граничной частоте усилителя и уменьшается с ростом частоты сигнала со скоростью 6 дБ на октаву. Коэффициент передачи корректора реализуется уменьшающимся с ростом частоты усищаемого сигнала со скоростью 6 дБ на октаву. В результате на вход детектора системы АРТ поступает сигнал, пропорциональный уровню выходной мощности и не зависящий от частоты усищаемого сигнала.

На рис. 10.5 приведена экспериментальная зависимость выходной мощности рассматриваемого усилительного каскада от сопротивления нагрузки, при постоянном уровне входного сигнала (кривая 4). На рис. 10.6 представлена экспериментальная зависимость тока, потребляемого каскадом, от сопротивления нагрузки при том же постоянном входном воздействии (кривая 4). На рис. 10.7 приведена экспериментальная зависимость тока, потребляемого усилительным каскадом, от эффективного значения его выходного напряжения при работе на стандартную 50-омную нагрузку (кривая 4).

Из анализа характеристик, приведенных на рис. 10.5—10.7, можно сделать следующие выводы. В отличие от традиционных схемных решений усилителей с АРТ, в рассматриваемых вариантах

зависимость уровня выходной мощности от сопротивления нагрузки идентична зависимости, полученной для усилителя с ФРТ. При работе на низкоомную нагрузку ток, потребляемый усилителями, практически не зависит от сопротивления нагрузки и определяется лишь уровнем входного воздействия. При работе на высокоомную нагрузку в усилителе, реализованном по схеме приведенной на рис. 10.8, сигнал управления возрастет пропорционально росту сопротивления нагрузки, что приводит к необоснованному увеличению тока, потребляемого усилителем. При максимальном уровне выходного сигнала этот недостаток может быть устранен путем соответствующего выбора напряжения стабилизации стабилитрона VD1. В усилителе, реализованном по схеме рис. 10.9, увеличение сопротивления нагрузки приводит к уменьшению мощности, отдаваемой в нагрузку, и уменьшению, в соответствии с этим, проводимости передачи системы регулирования. Поэтому в указанном усилителе величина тока потребления уменьшается пропорционально росту сопротивления нагрузки. При работе на низкоомную нагрузку направленный ответвитель вырождается в трансформатор напряжения на длинных линиях, и сигнал управления оказывается пропорциональным выходному току. В соответствии с этим при работе на низкоомную нагрузку ток, потребляемый каскадом, остается постоянным.

К недостатку усилителя, схема которого приведена на рис. 10.9, следует отнести необходимость использования корректора частотной зависимости переходного затухания направленного ответвителя. Поэтому при построении усилителей с полосой пропускания более 5...7 октав следует отдавать предпочтение схеме, приведенной на рис. 10.8.

При работе сверхширокополосного усилителя мощности с АРТ на несогласованную нагрузку актуальной оказывается задача его защиты от перегрузки по входу. Это обусловлено возможностью попадания рабочей точки выходного транзистора усилителя в область токов или напряжений, превышающих предельно допустимые значения.

Для решения указанной задачи в [93, 109] предложено совместить схемные решения построения системы регулирования усилителя с АРТ и системы защиты от перегрузки по входу. На рис. 10.10 представлена функциональная схема СУМ с совмещенной системой регулирования и защиты.

Сверхширокополосный усилитель мощности (рис. 10.10) содержит входной каскад, выходной каскад, датчик высокочастотного

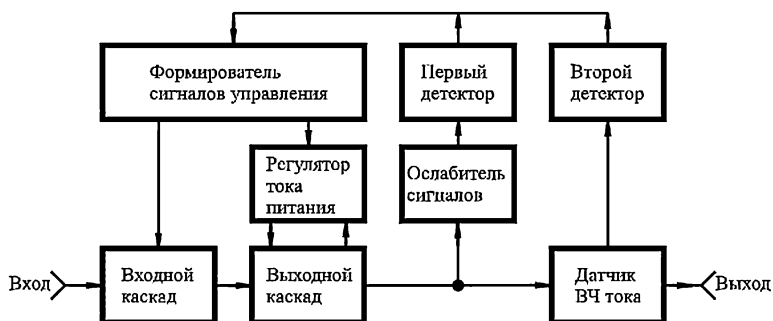


Рис. 10.10. Функциональная схема СУМ с совмещенной системой регулирования и защиты

тока, регулятор тока питания, ослабитель сигналов, первый детектор, второй детектор, формирователь сигналов управления.

СУМ работает следующим образом. В режиме молчания ток, потребляемый выходным каскадом, устанавливается минимальным. При наличии сигнала на входе часть усиленного сигнала через ослабитель сигналов поступает на вход первого детектора, на выходе которого формируется напряжение, пропорциональное амплитуде выходного напряжения СУМ. На вход второго детектора поступает сигнал с датчика ВЧ тока; на его выходе формируется напряжение, пропорциональное амплитуде выходного тока СУМ.

При работе на согласованную нагрузку 50 Ом, напряжения на выходах первого и второго детекторов оказываются равными и пропорциональными уровню выходного сигнала.

Напряжения с выходов детекторов поступают на вход формирователя сигналов управления. С его первого выхода снимается сигнал пропорциональный напряжению, подаваемому на его вход, который далее подается на второй вход регулятора тока питания выходного каскада. На первый вход регулятора тока питания подается сигнал с выхода цепи обратной связи выходного каскада. Сигнал обратной связи, снимаемый с выхода цепи обратной связи выходного каскада, пропорционален току, потребляемому выходным каскадом. При несовпадении уровней сигналов, поступающих на входы регулятора тока питания, ток, потребляемый выходным каскадом, изменяется и устанавливается пропорциональным уровню выходного сигнала. При таком способе управления исключается влияние эффекта детектирования на уровень выходной мощности и одновременно осуществляется термостабилизация рабочей точки активного элемента выходного каскада в режиме постоянной выходной мощности.

При работе на нагрузку более 50 Ом напряжение на выходе первого детектора оказывается больше напряжения на выходе второго детектора. Поэтому ток, потребляемый выходным каскадом, в этом случае пропорционален выходному напряжению. При работе на нагрузку менее 50 Ом, ток, потребляемый выходным каскадом, пропорционален выходному току.

При работе СУМ (с совмещенной системой регулирования и защиты) на нагрузку 50 Ом и при выходном напряжении, не превышающем номинального значения, сигнал управления на втором выходе формирователя сигналов управления отсутствует. При дальнейшем увеличении выходного напряжения на втором выходе формирователя сигналов управления появляется сигнал управления и коэффициент усиления входного каскада начинает уменьшаться, препятствуя дальнейшему росту амплитуды выходного напряжения, связанному с возрастанием уровня входного воздействия.

При неизменном входном воздействии напряжение на входе формирователя сигналов управления оказывается минимальным при сопротивлении нагрузки равном 50 Ом и возрастает как при уменьшении, так и при увеличении сопротивления нагрузки. Поэтому при работе на высокоомную нагрузку максимальное выходное напряжение СУМ равно максимальному напряжению, развиваемому им на нагрузке 50 Ом. При работе на низкоомную нагрузку, максимальный ток в нагрузке равен максимальному току, отдаваемому СУМ в нагрузку, равную 50 Ом.

На рис. 10.11 приведена принципиальная схема СУМ с совмещенной системой регулирования и защиты, разработанная на основе функциональной схемы рис. 10.10.

Усилитель имеет следующие характеристики: коэффициент усиления 30 дБ; полоса пропускания 10...50 МГц; неравномерность АЧХ ± 1 дБ; номинальный уровень выходной мощности 4,2 Вт; потребляемый ток в режиме молчания 0,35 А; потребляемый ток в режиме номинальной выходной мощности 0,75 А; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом.

Ток, потребляемый транзистором КТ909А в режиме молчания, устанавливается подбором резистора R9. Проводимость передачи системы регулирования тока, потребляемого транзистором КТ909А, изменяется с помощью резистора R12.

В разделе 11 приведена принципиальная схема усилителя с АРТ, предназначенного для работы на несогласованную нагрузку, с описанием физики работы и особенностей настройки.

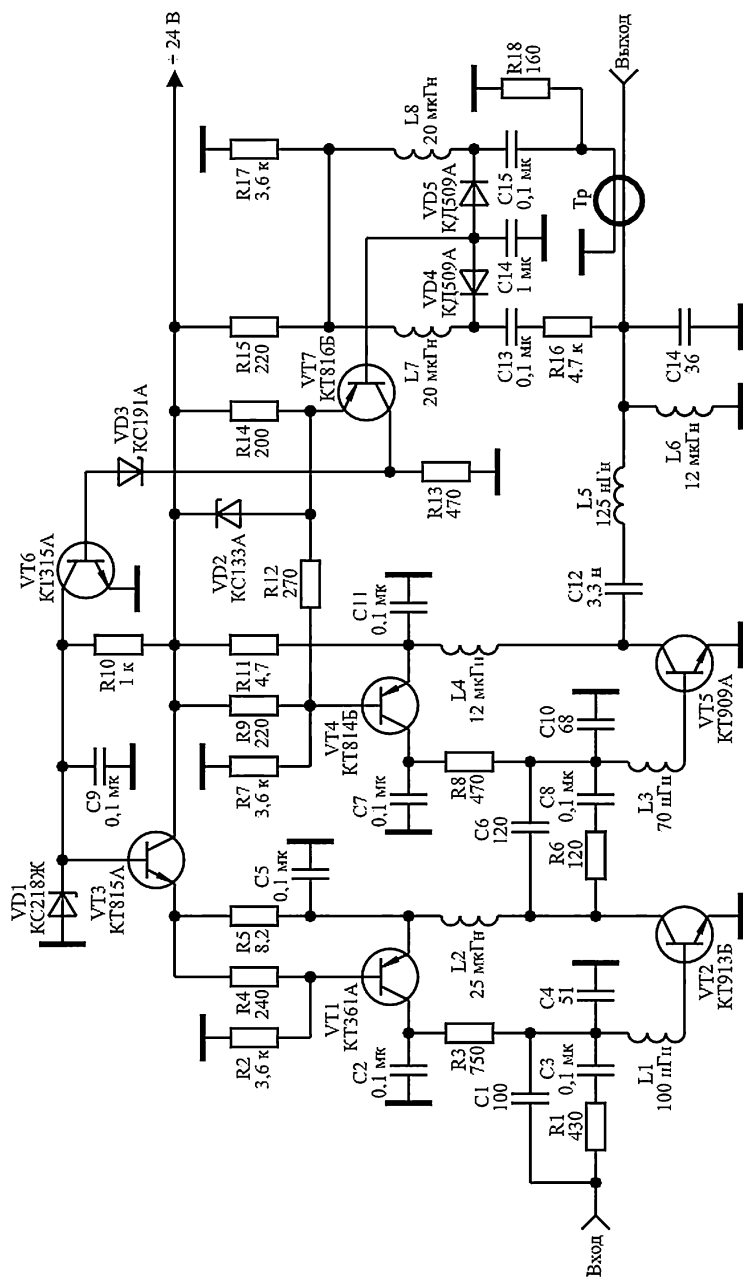


Рис. 10.11. Принципиальная схема СУМ с совмещенной системой регулирования и защиты

10.2. Схемы защиты полосовых усилителей мощности от перегрузок

Одной из основных задач при проектировании полосовых усилителей мощности систем радиосвязи, УКВ ЧМ и ТВ-вещания является задача максимального использования транзисторов усилителей по мощности, поскольку они определяют массогабаритные и энергетические характеристики указанных систем в целом [3, 18]. Обеспечение надежной работы транзисторов полосового усилителя в указанном режиме достигается благодаря ограничению возможной амплитуды сигналов на его входе и уменьшению амплитуды этих сигналов при рассогласовании усилителя по выходу.

С этой целью в [110—113] предложены различные модификации устройств защиты ПУМ от перегрузки по входу, содержащие цепь обратной связи, в состав которой входит направленный ответитель падающей волны, детектор и блок управления, осуществляющий регулировку уровня сигнала в маломощных цепях передатчиков (МЦП) (рис. 10.12).

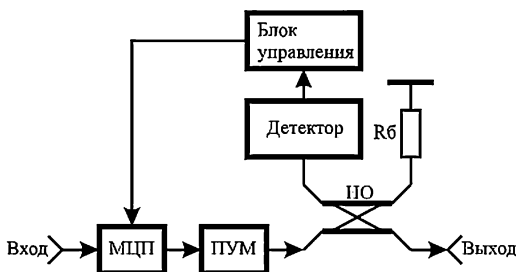


Рис. 10.12. Усилитель мощности с защитой от перегрузки по входу

В [65, 114] описаны устройства защиты ПУМ от перегрузки по входу и рассогласования по выходу, содержащие НО падающей и НО отраженной волны, два детектора и блок управления, осуществляющий регулировку уровня сигнала в МЦП (рис. 10.13). Устройства защиты позволяют стабилизировать уровень выходной мощности, уменьшать уровень входного воздействия вплоть до его полного отключения при возрастании коэффициента отражения сигнала от нагрузки.

Недостатком указанных устройств является большая постоянная времени цепи обратной связи, намного превышающая 20 мкс, и обусловленная ее относительно большой длиной, так как входы цепи обратной связи расположены на выходе ПУМ, а ее выход — в

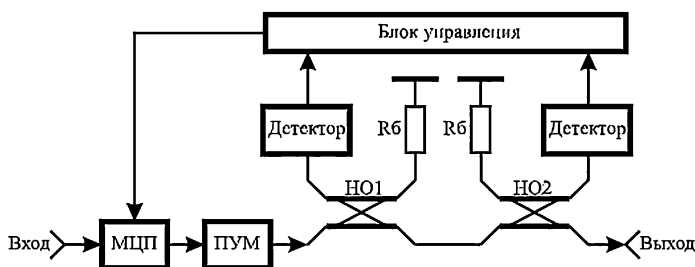


Рис. 10.13. Усилитель мощности с защитой от перегрузки по входу и от рассогласования по выходу

МЦП. ПУМ и МЦП выполняются, как правило [3, 18, 65], в виде отдельных блоков и пространственно разнесены между собой. В соответствии с паспортными данными на мощные высокочастотные транзисторы [4] двух — трехкратное превышение максимально допустимого значения коллекторного тока в них допускается в течение не более 10...20 мкс, то есть в течение времени существенно меньшего, чем время срабатывания рассматриваемых устройств защиты. Поэтому эти устройства не в состоянии защитить ПУМ от внезапного отключения или короткого замыкания нагрузки и от воздействия мощных входных сигналов, попадание которых на вход ПУМ возможно при проведении профилактических работ.

При выходной мощности ПУМ систем радиосвязи, УКВ ЧМ и ТВ-вещания от сотен ватт до единиц киловатт, номинальные уровни входных мощностей этих ПУМ составляют десятки ватт [3, 18, 37, 60, 65]. Необходимость подачи сигналов управления в МЦП обусловлена отсутствием простых и эффективных схемных решений построения устройств регулировки амплитуды мощных сигналов.

Для устранения указанного недостатка в [24, 115, 116] предложено использовать устройство, функциональная схема которого приведена на рис. 10.14.

Устройство защиты ПУМ от перегрузки содержит НО отраженной волны, детектор, вход которого подключен к выходу отраженной волны НО, блок управления, вход которого соединен с выходом детектора, биполярный транзистор, база которого подключена к выходу блока управления, коллектор или эмиттер транзистора соединен с общей шиной, а эмиттер или коллектор транзистора подключен к входу усилителя.

Устройство защиты работает следующим образом. На базу транзистора с блока управления, имеющего высокое выходное сопротивление на рабочих частотах ПУМ, подается постоянное за-

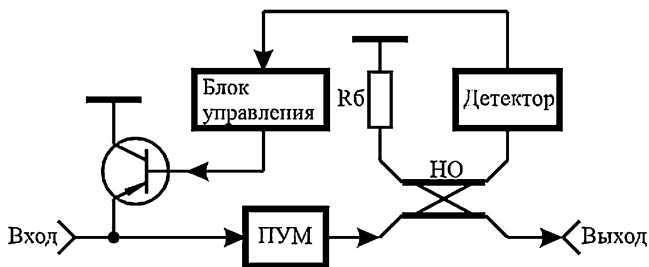


Рис. 10.14. Устройство защиты ПУМ от перегрузки, как со стороны его входа, так и со стороны выхода

пирающее оба перехода транзистора напряжение. На вход ПУМ и одновременно на эмиттер транзистора подается переменное высокочастотное напряжение усиливаемого сигнала. Переменное высокочастотное напряжение делится между емкостями закрытых переходов база-эмиттер и база-коллектор. На переходе база-коллектор выделяется переменное напряжение, амплитуда которого равна значению $U_{вх} C_{бэ} / (C_{бк} + C_{бэ})$, где $U_{вх}$ — амплитуда переменного высокочастотного напряжения на входе ПУМ; $C_{бэ}$ и $C_{бк}$ — емкости запертых переходов база-эмиттер и база-коллектор транзистора. Значения емкостей запертых переходов $C_{бэ}$ и $C_{бк}$ биполярных транзисторов отличаются незначительно [4]. Величина постоянного напряжения на базе транзистора устанавливается равной амплитуде переменного высокочастотного напряжения на переходе база-коллектор транзистора, соответствующей номинальному значению переменного высокочастотного напряжения на входе ПУМ. То есть величина постоянного напряжения на базе транзистора устанавливается приблизительно равной половине амплитуды номинального значения входного напряжения ПУМ.

При воздействии на вход ПУМ сигнала (или помехи), амплитуда напряжения которого превышает амплитуду номинального значения входного напряжения ПУМ, в положительный полупериод воздействия переменного сигнала напряжение на эмиттере транзистора превышает напряжение на его базе. Переход база-эмиттер открывается, и через коллекторную цепь начинает протекать ток, равный $\alpha I_э$ [117], где α — коэффициент передачи эмиттерного тока, $I_э$ — ток эмиттера. Для мгновенного значения входного воздействия, превышающего номинальное значение, переход эмиттер-коллектор транзистора представляет собой двухполюсник с сопротивлением $R_{вх} = U_{вх} / \alpha I_э$, которое составляет единицы Ом. В отрицательный полупериод воздействия переменного входного сигнала превышающего по амплитуде номинальное значение

входного сигнала, открывается переход база-коллектор транзистора, и через транзистор начинает протекать ток равный $\alpha_1 I_k$, где α_1 — коэффициент передачи тока коллектора при инверсном включении транзистора, I_k — ток коллектора. Согласно [4], $\alpha \approx \alpha_1$. При отрицательной полуволне входного напряжения, амплитуда которого превышает амплитуду номинального входного напряжения, переход эмиттер-коллектор транзистора также представляет собой двухполюсник, сопротивление которого составляет единицы Ом. В этом случае мощное входное воздействие оказывается двухсторонне ограниченным.

С увеличением рассогласования нагрузки ПУМ с выходным сопротивлением направленного ответвителя (крайние степени рассогласования — короткое замыкание нагрузки и ее обрыв) напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны НО, увеличивается, т. е. на вход детектора подается напряжение пропорциональное напряжению, отраженному от нагрузки усилителя. При номинальной величине выходной мощности и при коэффициенте стоячей волны по напряжению (КСВН) со стороны нагрузки больше максимально допустимого значения, напряжение управления, подаваемое на базу транзистора с блока управления, начинает уменьшаться, уменьшая амплитуду входного воздействия, поступающего на вход ПУМ (уменьшается порог ограничения входного сигнала). Поэтому мощность сигнала на выходе ПУМ падает пропорционально росту КСВН нагрузки.

На рис. 10.15 приведена принципиальная электрическая схема рассматриваемого устройства защиты совместно со стоваттным ПУМ передатчика пейджинговой связи фирмы «Mitsubishi», выполненного на микросхемах M68702H указанной фирмы и настроенного на полосу пропускания 155...170 МГц.

Резистор R1 предназначен для увеличения выходного сопротивления блока управления, резистор R4 позволяет изменять начальное значение напряжения управления (уровень ограничения входного сигнала), резистором R6 устанавливается порог срабатывания защиты в соответствии с заданным значением КСВН нагрузки.

На рис. 10.16 приведена экспериментально измеренная зависимость амплитуды выходного напряжения ПУМ (рис. 10.15) от постоянного напряжения управления $U_{упр}$, снимаемого с выхода блока управления и подаваемого на базу транзистора VT1.

На рис. 10.17 дана экспериментальная зависимость выходного напряжения ПУМ от мощности входного сигнала, при значении управляющего напряжения, поступающего на базу транзистора VT2, равного 6 В. Обе зависимости сняты при работе усилителя мощности на согласованную нагрузку 50 Ом.

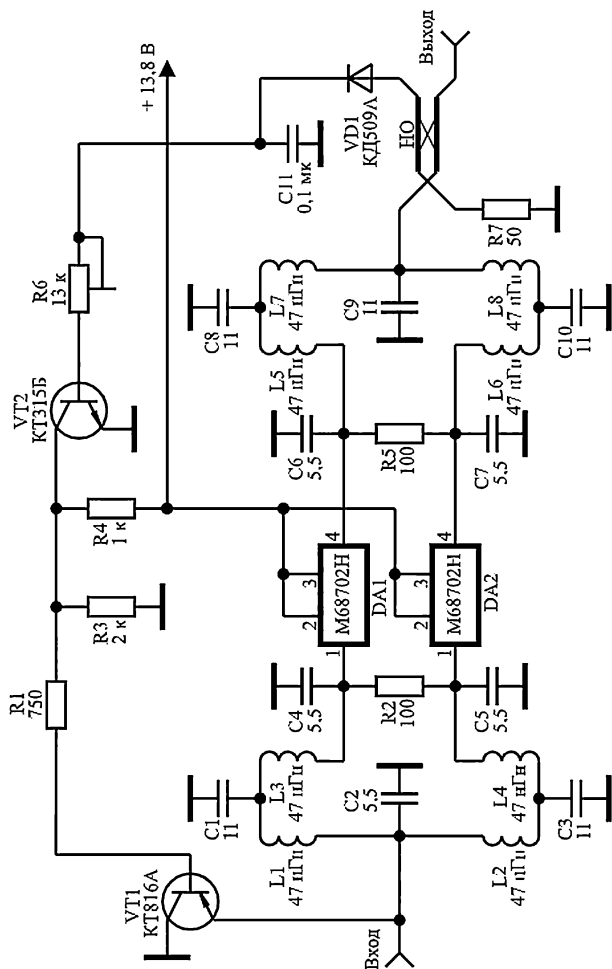


Рис. 10.15. Принципиальная электрическая схема устройства защиты от перегрузки совместно с ПУМ на микросхемах М68702Н

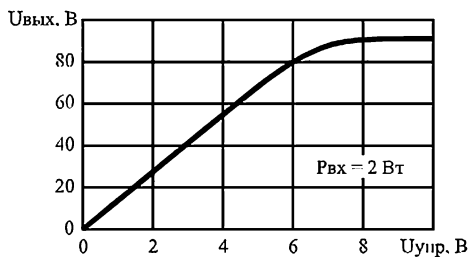


Рис. 10.16. Зависимости выходного напряжения ПУМ от напряжения управления

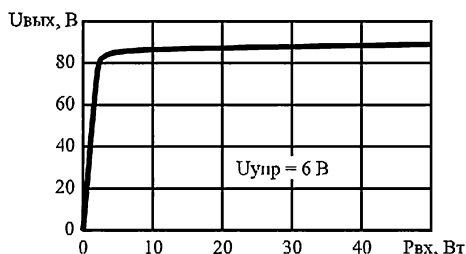


Рис. 10.17. Зависимости выходного напряжения ПУМ от мощности входного сигнала

На рис. 10.18 представлены две зависимости тока, потребляемого ПУМ, от сопротивления нагрузки, при мощности входного сигнала равной 2 Вт.

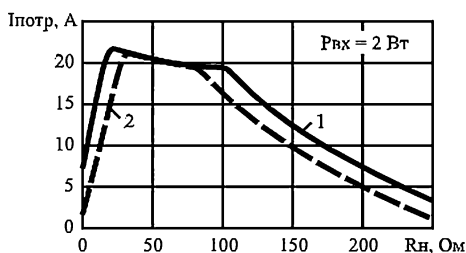


Рис. 10.18. Зависимость тока, потребляемого ПУМ, от сопротивления нагрузки

Зависимости сняты для двух вариантов настройки системы защиты от КСВН нагрузки. Цифрами 1 и 2 обозначены кривые, соответствующие срабатыванию схемы защиты при КСВН нагрузки 2,0 и 1,5 соответственно.

На рис. 10.19 приведены зависимости формы огибающей входных (ограниченных) амплитудно-модулированных колебаний, несущая частота которых составляла 160 МГц, снятые при трех различных значениях управляющего напряжения (2, 4 и 6 В), подаваемого на базу транзистора VT1 (рис. 10.15), при неизменной величине амплитудно-модулированного колебания, снимаемого с источника сигнала и подаваемого на вход ПУМ.

Частота модулирующего сигнала выбрана равной 1 кГц для облегчения наблюдения огибающей и упрощения измерения уровня ограничения входного сигнала. Длительность каждой огибающей на рис. 10.19 равна одному периоду модулирующего колебания. Масштаб времени на оси абсцисс не обозначен.

Благодаря малой длине цепи обратной связи, ПУМ сохраняет работоспособность при внезапном длительном отключении либо коротком замыкании нагрузки. Приведенные экспериментальные

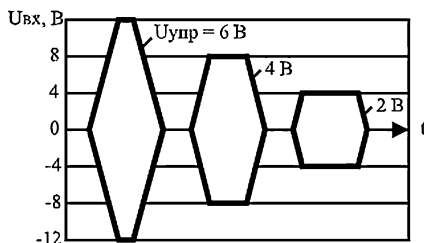


Рис. 10.19. Зависимость амплитуды входного воздействия от напряжения управления

зависимости подтверждают работоспособность рассматриваемого устройства защиты ПУМ от воздействия мощных входных сигналов и от рассогласования с нагрузкой.

Достоинством устройства защиты ПУМ от перегрузки является то, что ограничение мощного входного сигнала происходит еще до вступления в работу цепи обратной связи. Биполярный транзистор, подключаемый к входу ПУМ (см. рис. 10.15), выполняет одновременно роль самоуправляемого ограничителя мощных входных сигналов и роль управляемого ограничителя при рассогласовании нагрузки ПУМ с его выходным сопротивлением. Устройство защиты ПУМ от перегрузки позволяет сохранять работоспособность защищаемого усилителя при воздействии на его вход сигналов мощностью, вплоть до максимально допустимой мощности рассеиваемой на коллекторе транзистора, подключаемого к входу ПУМ, составляющей десятки ватт. Указанный транзистор работает, при этом, ориентировочно до частот $100f_T$, где f_T — граничная частота коэффициента усиления тока базы используемого транзистора VT1 .

Таким образом, устройство защиты ПУМ от воздействия мощных входных сигналов и от рассогласования с нагрузкой позволяет значительно повысить надежность работы усилителей, в которых оно применяется.

Описание примеров использования рассматриваемой схемы защиты в полосовых усилителях мощности можно найти в разделах 12.

Из графика представленного на рис. 10.19 видно, что амплитуда напряжения, подаваемого на вход усилителя пропорциональна напряжению управления. Это свойство биполярного транзистора осуществлять двухстороннее ограничение мощного сигнала может быть использовано для построения модуляторов амплитуды мощных сигналов. Принципиальная схема модулятора приведена на рис. 10.20. Здесь U_{ω} — несущее колебание; U_{Ω} — модулирующее

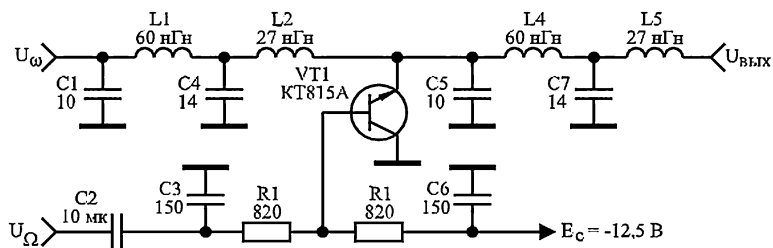


Рис. 10.20. Принципиальная схема модулятора амплитуды мощных сигналов

колбанис; E_c — напряженис смещения; $U_{\text{вых}}$ — выходное напряженис.

Характеристики модулятора:

максимальный уровень выходной мощности, не менее 25 Вт
 полоса рабочих частот несущего колебания 140...200 МГц
 полоса рабочих частот модулирующего колебания . . . 50 Гц...6,5 МГц
 длительность фронта формируемого радиоимпульса, не более . . 80 нс
 сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом

Принцип работы модулятора заключается в следующем. Элементы $C1$, $L1$, $C4$, $L2$ и $C5$, $L4$, $C7$, $L5$ образуют фильтры нижних частот с частотой среза равной 210 МГц. Транзистор $VT1$ играет роль самоуправляемого ограничителя сигналов. При подаче на базу транзистора $VT1$ напряжения E_c , закрывающего оба его перехода, транзистор будет осуществлять двухстороннее ограничение сигналов, мгновенное значение которых превышает величину, равную $2 \cdot E_c$. В данном случае использован n - p - n -транзистор. Поэтому закрывающее напряжение имеет отрицательное знак. В случае $U_\Omega = 0$ В и при выборе $E_c = -12,5$ В, как показано на рис. 10.20, амплитуда выходного немодулированного сигнала будет неизменна и равна 25 В. При выборе амплитуды модулирующего колебания $U_\Omega = 12,5$ В и $E_c = -12,5$ В на выходе будем иметь сигнал со стопроцентной модуляцией. Варьируя амплитудой модулирующего сигнала U_Ω можно изменять глубину модуляции высокочастотного модулируемого сигнала. Следует иметь ввиду, что для реализации указанного режима работы модулятора необходимо, чтобы при отключении эмиттера транзистора $VT1$ от тракта передачи сигнала, выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ было равно не менее чем 53...55 В.

Для примера на рис. 10.21 приведена экспериментально измененная форма огибающей модулированного сигнала на выходе модулятора.

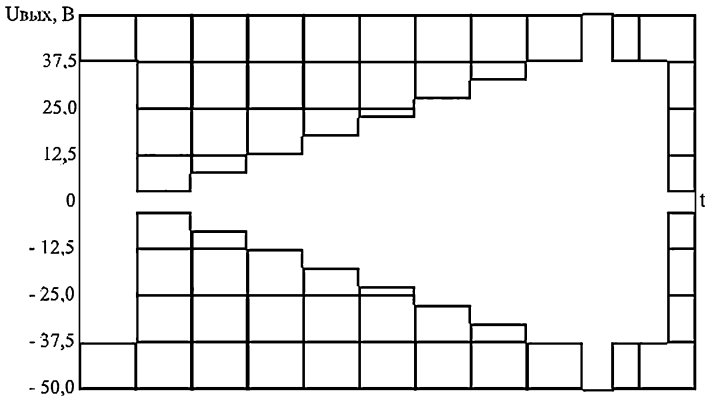


Рис. 10.21. Форма огибающей модулированного сигнала на выходе модулятора

В качестве модулирующего сигнала был выбран тестовый восьмиступенчатый телевизионный радиосигнал яркости, спектр которого занимает полосу частот 50 Гц...6,5 МГц. Амплитуда модулируемого сигнала выбрана равной 55 В, а его частота — частоте радиосигнала изображения 9 канала телевидения (199,25 МГц). Масштаб времени на оси абсцисс не обозначен. Длительность фронтов радиосигнала на выходе амплитудного модулятора не превышала 80 нс. Как следует из графика, приведенного на рис. 10.21, амплитуда радиосигнала в синхроимпульсе составляла 50 В.

Недостатком модулятора, приведенного на рис. 10.20, является требование соизмеримости выходного сопротивления генератора модулируемого сигнала с сопротивлением нагрузки. Указанный недостаток отсутствует в модуляторе, схема которого приведена на рис. 10.22.

Характеристики модулятора:

максимальный уровень выходной мощности, не менее 25 Вт
 полоса рабочих частот несущего колебания 70...100 МГц
 полоса рабочих частот модулирующего колебания 50 Гц...6,5 МГц
 длительность фронта формируемого радиоимпульса, не более 80 нс
 сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом

При работе модулятора от генератора модулируемого сигнала с выходным сопротивлением много меньше сопротивления нагрузки модулятора модуляция осуществляется транзистором VT1. При работе модулятора от генератора модулируемого сигнала с выходным сопротивлением много больше сопротивления нагрузки модулятора, то есть от генератора тока, модуляция осуществляется

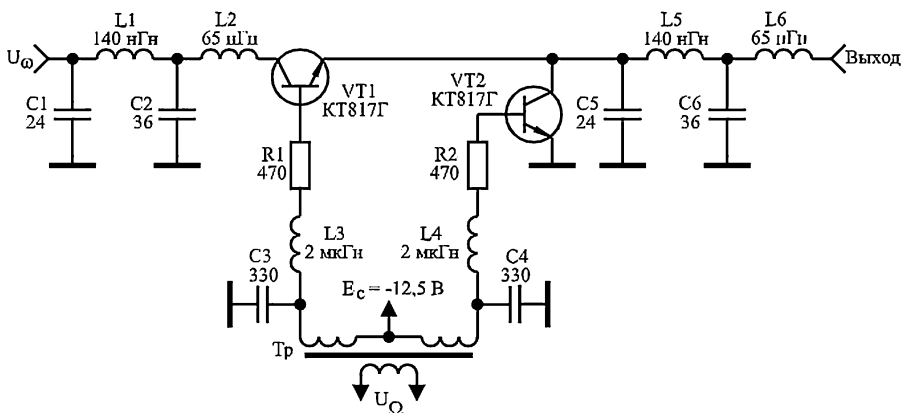


Рис. 10.22. Модифицированная схема модулятора амплитуды мощных сигналов

транзистором VT2. При работе модулятора от генератора модулируемого сигнала с выходным сопротивлением соизмеримым с сопротивлением нагрузки модулятора, изменение амплитуды модулируемого сигнала осуществляется одновременно транзисторами VT1 и VT2.

Глава 11

Описания схемных решений и особенностей настройки сверхширокополосных усилителей

В настоящем разделе приводятся описания различных схемных решений построения сверхширокополосных усилителей мощности ОВЧ и УВЧ-диапазонов. Основные технические характеристики рассматриваемых ниже усилителей приведены в таблице.

Таблица 11.1. Характеристики усилителей

№ усилителя	Выходная мощность, Вт	Коэффициент усиления, дБ	Полоса пропускания, МГц	Напряжение питания, В	Габариты, мм
1	0,04	26	0...5600	$\pm 5; \pm 12$	86 × 80 × 32
2	0,7	19	10...1000	12	70 × 50 × 30
3	1	68	8...240	12	160 × 53 × 35
4	1	34	400...2000	12; -6	120 × 100 × 30
5	1,3	41	10...1050	15	100 × 85 × 30
6	1,5	32	50...1500	12; -6	100 × 90 × 30
7	1,5	38	130...2100	12; -6	90 × 80 × 20
8	2	26	20...1500	12	135 × 100 × 35
9	2,3	39	25...1000	15	105 × 65 × 30
10	3	27	30...1000	30	105 × 100 × 30
11	6	36	40...600	12; 22	140 × 110 × 30
12	12	34	4...240	24	135 × 100 × 35
13	20	35	10...250	24	190 × 130 × 30
14	35	45	0,15...230	24	260 × 190 × 35

11.1. Пикосекундный усилитель диапазона 0...5,6 ГГц с выходным напряжением 2 В

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	0...5,6 ГГц
коэффициент усиления	26 ±1,5 дБ
амплитуда выходного напряжения	2 В
время нарастания переходной характеристики	70 пс
длительность усиливаемых импульсов	не ограничена
выброс переднего фронта импульса, не более	10 %
искажения плоской вершины импульса, не более	10 %
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
диапазон регулировки усиления	8 дБ
напряжения источников питания	5 и ±12 В
потребляемая мощность	10 Вт
габаритные размеры корпуса усилителя	86 × 80 × 32 мм

Создание современных радиотехнических систем и устройств связано, в ряде случаев, с необходимостью применения в них усилителей импульсных сигналов со спектром, лежащим в полосе частот от нуля либо единиц герц до единиц гигагерц. Возможность построения указанных усилителей на основе использования многоканальных структур с частотным разделением каналов доказана в разделе 9. Такая реализация позволяет применять каналные усилители, созданные с использованием достоинств схемных решений построения усилителей заданного частотного диапазона.

На рис. 11.1 приведена функциональная схема двухканального варианта пикосекундного усилителя, состоящего из аттенюатора, частотно-разделительных цепей, усилителя верхних частот (УВЧ), усилителя нижних частот (УНЧ) [101], разработанная на основе

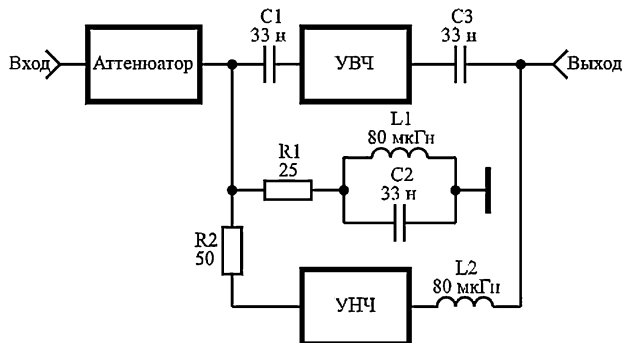


Рис. 11.1. Функциональная схема пикосекундного усилителя постоянного тока

использования многоканальных структур с частотным разделением каналов.

Аттенюатор (рис. 11.2) реализован на основе двух полевых транзисторов АП326А, выходные емкости которых входят в состав фильтра нижних частот. Регулировка затухания аттенюатора осуществляется с помощью потенциометра R3. Транзисторы аттенюатора используются в режиме с управляемым сопротивлением канала при нулевом смещении исток-сток и подаче управляющего напряжения на затвор. Такое включение позволяет реализовать диапазон регулировки усиления 8 дБ при сохранении коэффициента стоячей волны напряжения по входу не более 1,8.

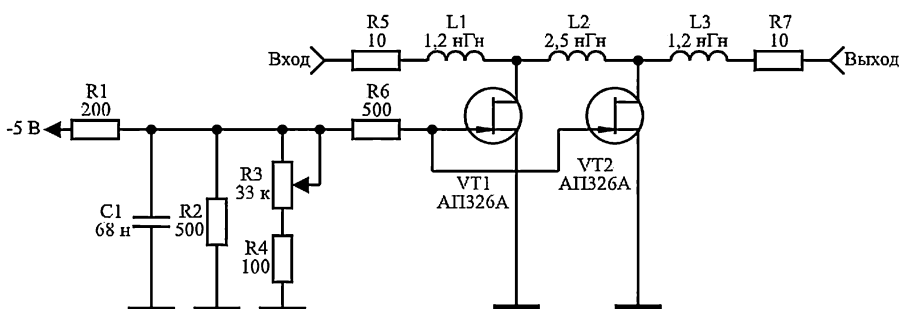


Рис. 11.2. Принципиальная схема аттенюатора

УВЧ пикосекундного усилителя (рис. 11.3) состоит из трех идентичных модулей на полевых транзисторах АП602А и выходного каскада на биполярном транзисторе КТ963А, разработанных на основе схемных решений, описанных в [44, 94].

Токи покоя транзисторов модулей равны 160 мА. Стабилизация токов покоя осуществляется с помощью схемы активной стоковой термостабилизации на транзисторах КТ361А. В выходном каскаде использована эмиттерная термостабилизация (резистор R13) и его ток покоя выбран равным 120 мА. Режимы работы транзисторов УВЧ устанавливались исходя из обеспечения минимального времени нарастания переходной характеристики. Полоса рабочих частот УВЧ равна 50 кГц...5,6 ГГц. Выравнивание АЧХ модулей осуществляется с помощью цепей отрицательной обратной связи по напряжению (резистор R4) во входных каскадах модулей, использования резистивных нагрузок (резистор R7), включения емкостных составляющих выходных и входных импедансов транзисторов модулей в ФНЧ.

УНЧ пикосекундного усилителя (рис. 11.4) состоит из дифференциального каскада на транзисторах КТ315А, развязывающих

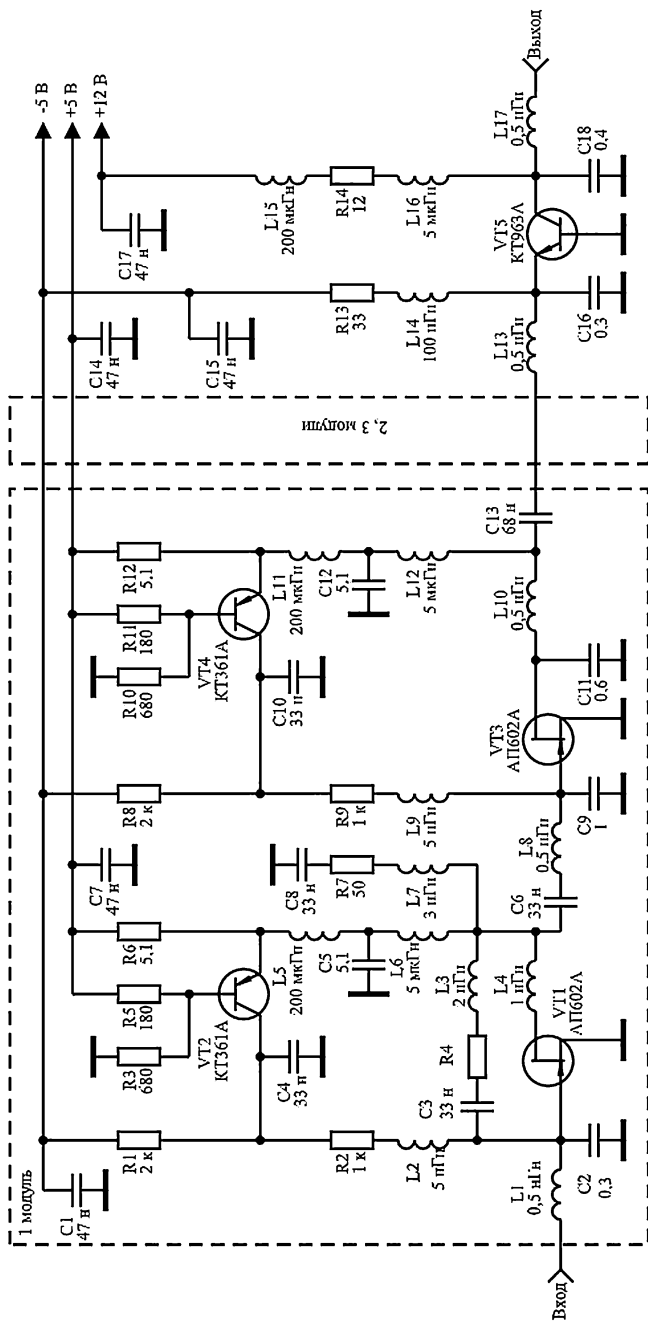


Рис. 11.3. Принципиальная схема усилителя верхних частот

эмиттерных повторителей и двухтактного выходного каскада на транзисторах КТ629А и КТ625А, и разработан на основе схемного решения, описанного в [100].

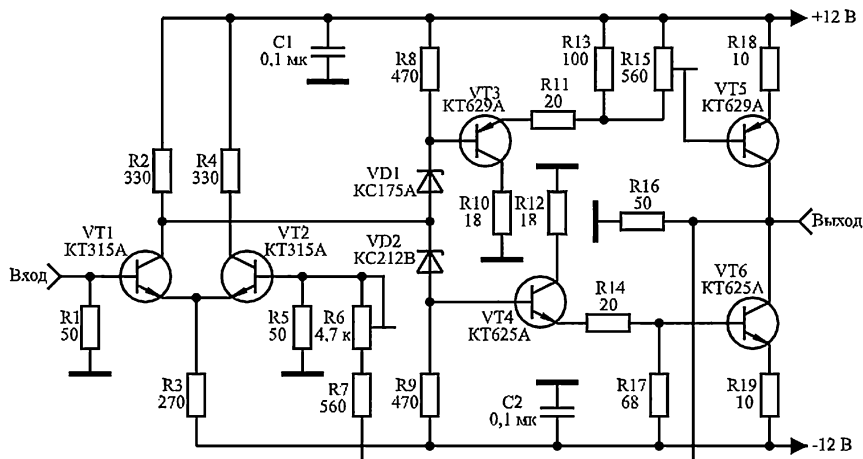


Рис. 11.4. Принципиальная схема усилителя нижних частот

Токи покоя транзисторов выходного каскада равны 80 мА, токи покоя остальных транзисторов УНЧ выбраны равными 20 мА. Настройка УНЧ по постоянному току сводится к подбору резисторов R3, R8, R9.

Резистор R15 служит для выравнивания токов покоя транзисторов двухтактного каскада. Полоса рабочих частот УНЧ равна 0...5 МГц. Для выравнивания коэффициентов усиления высокочастотного и низкочастотного каналов пикосекундного усилителя, уменьшения дрейфа нуля и повышения стабильности работы, УНЧ охвачен общей отрицательной обратной связью (резисторы R6, R7).

Частотно-разделительные цепи пикосекундного усилителя, с частотой стыковки 100 кГц, реализованы на основе схемного решения описанного в разделе 9.

Настройка пикосекундного усилителя заключается в следующем. Вначале производится поэтапная настройка модулей УВЧ, описанная в [94], и настройка УНЧ, описанная в [118]. После выравнивания канальных коэффициентов усиления, на входе и выходе пикосекундного усилителя устанавливаются частотно-разделительные цепи.

Варьируя величиной элементов R1, L1, C2 (рис. 11.3), минимизируются искажения формы импульсной характеристики усилителя, обусловленные использованием частотно-разделительных цепей.

11.2. Усилители с перекрестными обратными связями диапазонов 0,01...1 и 0,01...2 ГГц

Процесс построения широкополосных усилителей связан обычно с трудоемкими расчетами на этапе проектирования и продолжительной подгонкой параметров на стадии макетирования. Этого в значительной степени удастся избежать при использовании обратных связей, стабилизирующих параметры усилителя [82]. Одним из наиболее удачных схемных решений построения таких усилителей является использование перекрестных обратных связей [53, 55, 119]. Эквивалентная схема трехтранзисторного варианта усилителя с перекрестными обратными связями по переменному току приведена на рис. 11.5.

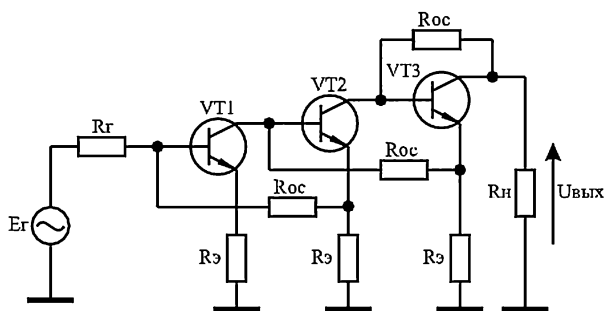


Рис. 11.5. Эквивалентная схема усилителя с перекрестными обратными связями

При условиях:

$$R_{г} = R_{н}; \quad R_{э} \cdot R_{ос} = R_{н}^2,$$

усилитель оказывается согласованным по входу и выходу с КСВН не хуже 1,5 раза, а его коэффициент усиления может быть рассчитан по формуле [55]:

$$S_{21} = \left[\frac{(R_{ос} - R_{э})}{(R_{н} + R_{э})} \right]^n,$$

где n — количество каскадов усилителя.

Верхняя граничная частота $f_{в}$ усилителя, при указанных выше условиях, рассчитывается по эмпирической формуле:

$$f_{в} = f_{т} \frac{(R_{н} + R_{э})}{2(R_{ос} - R_{э})},$$

где $f_{т}$ — граничная частота коэффициента передачи тока базы [4].

Достоинством рассматриваемого схемного решения построения широкополосных усилителей является практически неизменное значение их верхней граничной частоты при увеличении числа каскадов, что объясняется комплексным характером обратной связи на высоких частотах.

На рис. 11.6. приведена принципиальная схема малоомощного широкополосного усилителя, разработанного на основе перекрестных обратных связей [119].

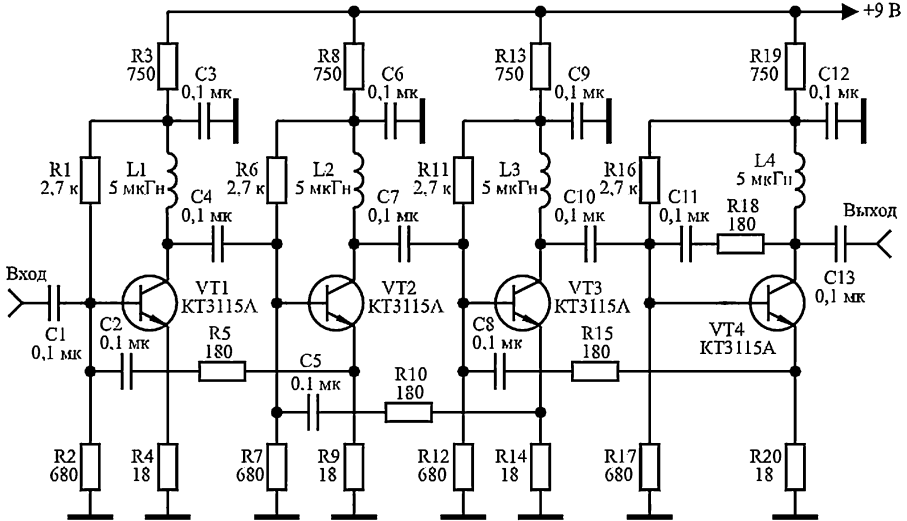


Рис. 11.6. Малоомощный широкополосный усилитель с перекрестными обратными связями

В усилителе использованы транзисторы КТ3115А, работающие в стандартном режиме: ток в рабочей точке $I_{к0} = 5$ мА; напряжение в рабочей точке $U_{к0} = 5$ В.

Технические характеристики усилителя:

коэффициент усиления 21 дБ; полоса рабочих частот . . . 0,01...2 ГГц
 неравномерность амплитудно-частотной характеристики . . . $\pm 1,5$ дБ
 максимальное значение выходного напряжения, не менее . . . 0,1 В
 сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом.

Усилитель практически не требует настройки и обладает высокой повторяемостью параметров. При построении усилителя следует учитывать, что цепи общей обратной связи, состоящие из элементов C2, R5; C5, R10; C8, R15, должны быть по возможности короче. Это объясняется необходимостью устранения излиш-

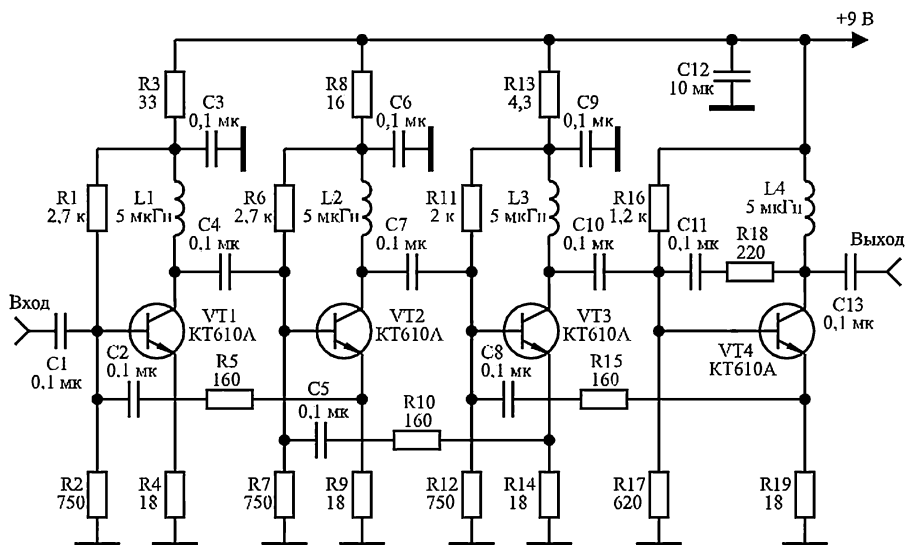


Рис. 11.7. Широкополосный усилитель средней мощности с перекрестными обратными связями

ней фазовой задержки сигнала в этих цепях. В противном случае АЧХ в области верхних частот оказывается с подъемом. При непомерном удлинении указанных цепей возможно самовозбуждение усилителя.

На рис. 11.7 приведена принципиальная схема широкополосного усилителя с перекрестными обратными связями на транзисторах средней мощности КТ610А [55]. Она во многом похожа на схему рис. 11.6. Отличие заключается в том, что при напряжении $U_{кз0}$ всех транзисторов равно 7 В токи потребления транзисторов VT1—VT4 выбраны равными: 40, 60, 90 и 140 мА соответственно.

Технические характеристики усилителя:

коэффициент усиления	18 дБ
полоса рабочих частот	10...250 МГц
неравномерность АЧХ	$\pm 1,5$ дБ
максимальное значение выходного напряжения, не менее	4,5 В
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом

Недостатком усилителей с обратными связями является поглощение части выходной мощности, отдаваемой транзисторами усилителя, цепями обратной связи. Мощность, отдаваемая выходным каскадом усилителя в нагрузку, может быть рассчитана по формуле:

$$P_{II} = \left(\frac{(R_{oc} - R_{\Sigma})}{(R_{oc} + R_{II})} \right)^n \cdot P_{TP},$$

где P_{II} — мощность, отдаваемая усилителем в нагрузку;

P_{TP} — мощность, отдаваемая выходным транзистором.

Для повышения выходной мощности усилителей с перекрестными обратными связями в [120] предложено в качестве выходного каскада использовать схему Дарлингтона, то есть последовательно-параллельное включение транзисторов (см. раздел 6.2).

На рис. 11.8 приведена принципиальная схема широкополосного усилителя средней мощности на транзисторах КТ996Б-2 со сложением токов двух выходных транзисторов, включенных последовательно по входу и параллельно по выходу. Токи и напряжения в рабочих точках всех транзисторов выбраны равными: $I_{к0} = 0,1$ А; $U_{кз0} = 10$ В.

Технические характеристики усилителя:

коэффициент усиления	19 дБ
полоса рабочих частот	10...1000 МГц
неравномерность АЧХ	$\pm 1,5$ дБ
максимальное значение выходного напряжения, не менее	6,3 В
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом

Для равномерного сложения токов выходных транзисторов VT3 и VT4 в диапазоне рабочих частот, в цепь эмиттера транзистора VT4 включен конденсатор C10. Поэтому с ростом частоты растет

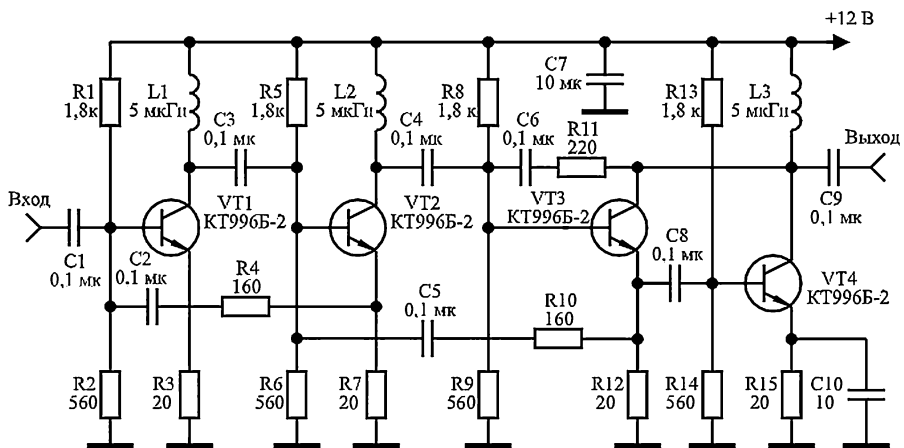


Рис. 11.8. Широкополосный усилитель средней мощности с перекрестными обратными связями и сложением токов двух выходных транзисторов

КСВН усилителя по выходу, достигая четырех на верхней граничной частоте.

Рассмотренные выше усилители практически не требуют подстройки, которая при необходимости изменения коэффициента усиления усилителя может заключаться в изменении номиналов резисторов общей обратной связи. Например, в усилителе, приведенном на рис. 11.6, это резисторы R5, R10, R15.

Коэффициент усиления рассматриваемых усилителей может быть повышен на 4...6 дБ без сокращения полосы рабочих частот, если не требуется реализация малого значения КСВ усилителей по выходу. Это достигается благодаря включению резистора R_{oc} (см. рис. 11.5) выходного каскада усилителя с перекрестными обратными связями, как показано на рис. 11.9.

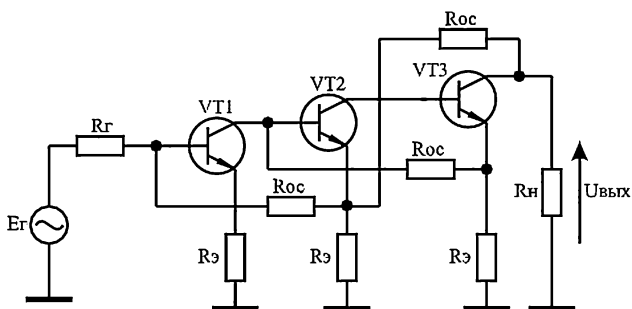


Рис. 11.9. Эквивалентная схема усилителя с перекрестными обратными связями

Например, в усилителе, приведенном на рис. 11.6, цепочку, состоящую из последовательного соединения конденсатора C11 и резистора R18, следует включить между эмиттером транзистора VT3 и коллектором VT4.

11.3. Усилитель диапазона 8...240 МГц мощностью 1 Вт с электронной регулировкой усиления

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	8...240 МГц
коэффициент усиления	68 ±1,5 дБ
выходная мощность, не менее	1 Вт
глубина электронной регулировки усиления	34 дБ
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
напряжение питания	12 В
потребляемый ток	1 А
габаритные размеры корпуса усилителя	160 × 53 × 35 мм

При построении перестраиваемых генераторов напряжений, для проверки и настройки передатчиков может быть полезен сверхширокополосный усилитель с электронной регулировкой усиления.

На рис. 11.10 приведена принципиальная схема такого усилителя [121]. На рис. 11.11 приведен чертеж печатной платы, на рис. 11.12 расположение элементов, а на рис. 11.13 фотография внешнего вида усилителя.

Усилитель содержит Г-образный аттенюатор на р-і-п-диодах VD1 и VD2, шесть каскадов усиления на транзисторах VT1, VT2, VT4, VT6, VT8, VT10 и датчик уровня выходного напряжения на диоде VD3.

Аттенюатор изменяет уровень сигнала на входе усилительных каскадов, изменяя тем самым коэффициент усиления усилителя. При перемещении движка резистора R1 в крайнее левое положение напряжение на диоде VD1 будет равным нулю и его сопротивление окажется максимальным. В это время напряжение на диоде VD2 максимально и его сопротивление минимально. В этом случае коэффициент передачи усилителя максимален. Теперь при перемещении движка вправо коэффициент усиления будет плавно уменьшаться. В процессе регулировки усиления происходит небольшое изменение наклона АЧХ усилителя, однако, в диапазоне регулировки 34 дБ ее неравномерность не превышает $\pm 1,5$ дБ.

В первом усилительном каскаде на транзисторе VT1 используется параллельная обратная связь по напряжению (резистор R6), уменьшающая входное сопротивление каскада и обеспечивающая, тем самым, увеличение глубины электронной регулировки усиления.

Во втором каскаде использована корректирующая цепь первого порядка, выполненная на конденсаторе C8.

Требуемый режим работы первых двух каскадов, с током покоя в рабочей точке равным 5 мА, устанавливается подбором резисторов R7 и R10. В остальных каскадах на транзисторах VT4, VT6, VT8, VT10 применена активная коллекторная термостабилизация (см. раздел 2.1). Токи покоя указанных транзисторов выбираются равными 50, 50, 400 и 400 мА соответственно и устанавливаются подбором номиналов резисторов R14, R18, R22, R26.

Обеспечение требуемой полосы пропускания в каскадах на транзисторах VT4, VT6, VT8 достигается благодаря использованию реактивных межкаскадных корректирующих цепей третьего порядка (см. раздел 4.3).

Выходной каскад выполнен по схеме со сложением напряжений (см. раздел 6.3) и обеспечивает сложение в нагрузке сигнальных напряжений, отдаваемых транзисторами VT8, VT10.

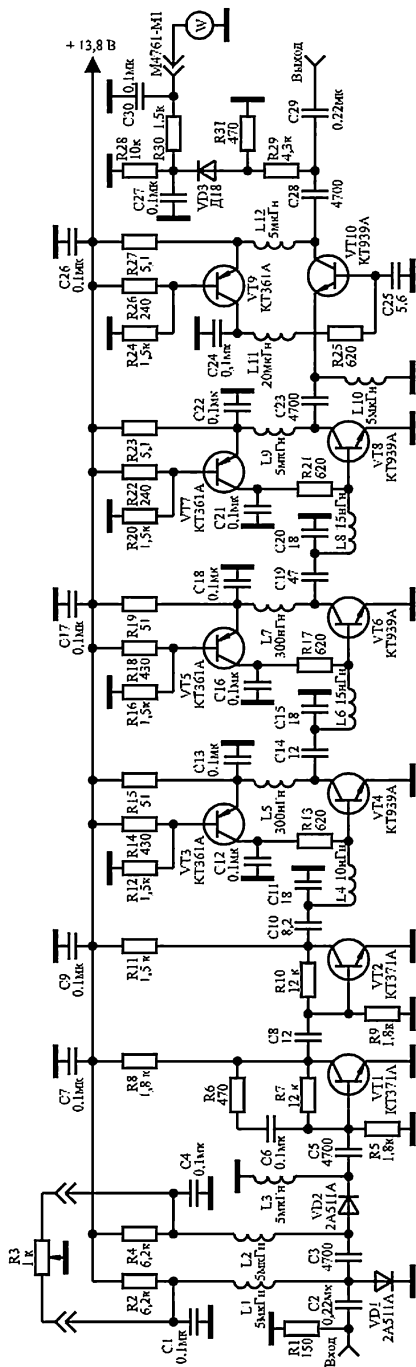


Рис. 11.10. Сверхширокополосный усилитель с электронной регулировкой усиления

Печатная плата усилителя (рис. 11.11) состоит из двух частей размерами 65×45 мм и 82×45 мм и изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 1,5...2 мм. Пун-

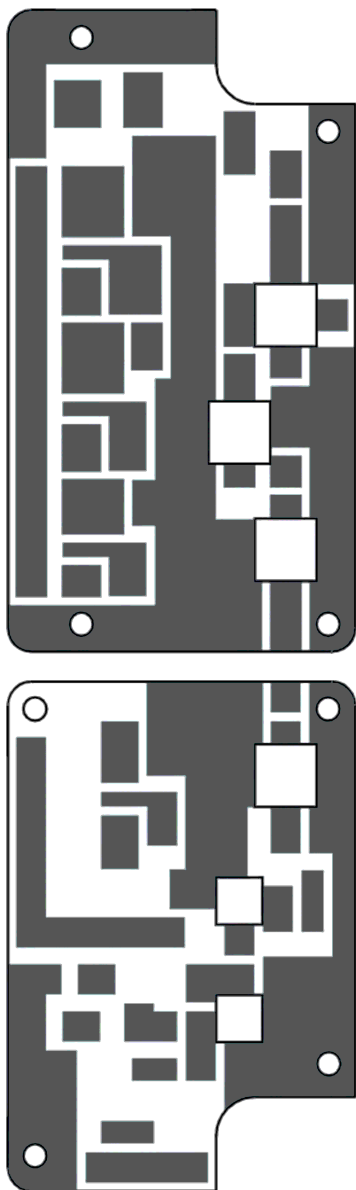


Рис. 11.11. Печатная плата усилителя

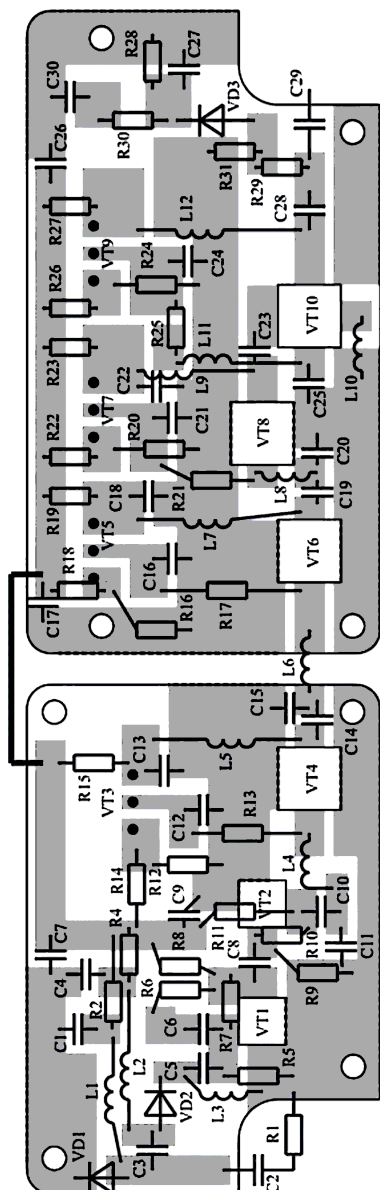


Рис. 11.12. Расположение элементов усилителя

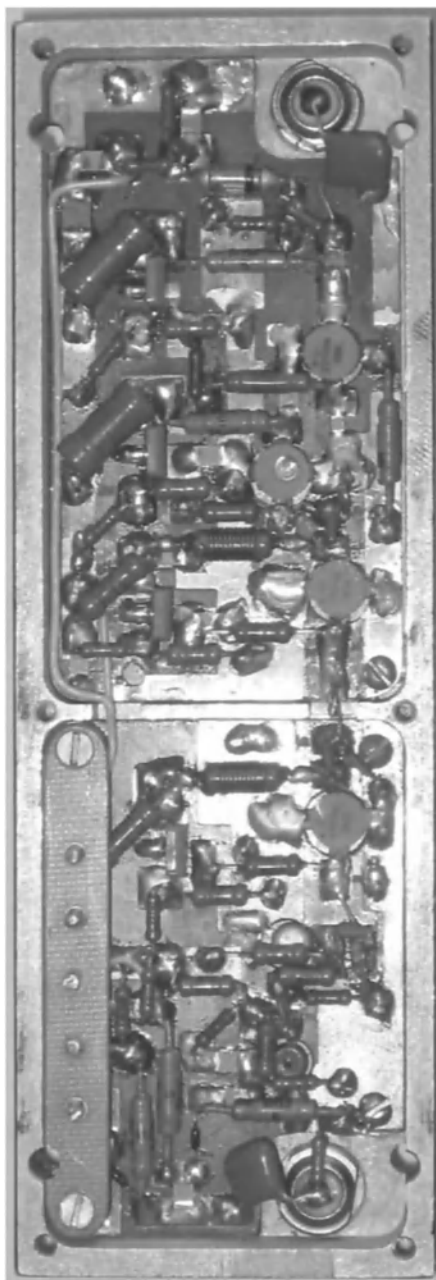


Рис. 11.13. Фотография внешнего вида усилителя

ктивной линией на рис. 11.12 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Настройка усилителя состоит из следующих этапов. Вначале производится покаскадная настройка АЧХ усилителя. Для этого с помощью резисторов R7, R10, R14, R18, R22, R26 устанавливаются токи покоя транзисторов VT1, VT2, VT4, VT6, VT8, VT10. Затем в качестве нагрузки транзистора VT1 через разделительный конденсатор подключается резистор 50 Ом. Подбором резистора R6 достигается равномерная АЧХ каскада до частоты 250 МГц. Далее к первому каскаду подключается второй и подбором емкости конденсатора С8 достигается выравнивание АЧХ двух первых каскадов. После подключения каскада на транзисторе VT4 подбором емкости конденсатора С10 достигается равномерная АЧХ трех первых каскадов в области нижних и средних частот полосы пропускания усилителя. Подбором емкости конденсатора С11 выравнивается АЧХ в области верхних частот. Если этого не удастся достичь, следует уменьшить величину конденсатора С10. Далее подключается следующий каскад и процесс

настройки повторяется. После подключения каскада на транзисторе VT10 подбором емкости конденсатора С25 достигается максимальная выходная мощность усилителя. Ориентировочно это условие соответствует коэффициенту передачи по напряжению выходного каскада равному двум.

На фотографии, приведенной на рис. 11.13, видна стеклотекстолитовая панель с пятью выводами, к которым подводится напряжение питания усилителя, а так же подключается потенциометр R3 и стрелочный индикатор М4761-М1 уровня выходной мощности. Коррекция показаний индикатора осуществляется с помощью величины резистора R30.

11.4. Усилитель диапазона 0,4...2 ГГц мощностью 1 Вт для работы на несогласованную нагрузку

Технические характеристики усилителя:

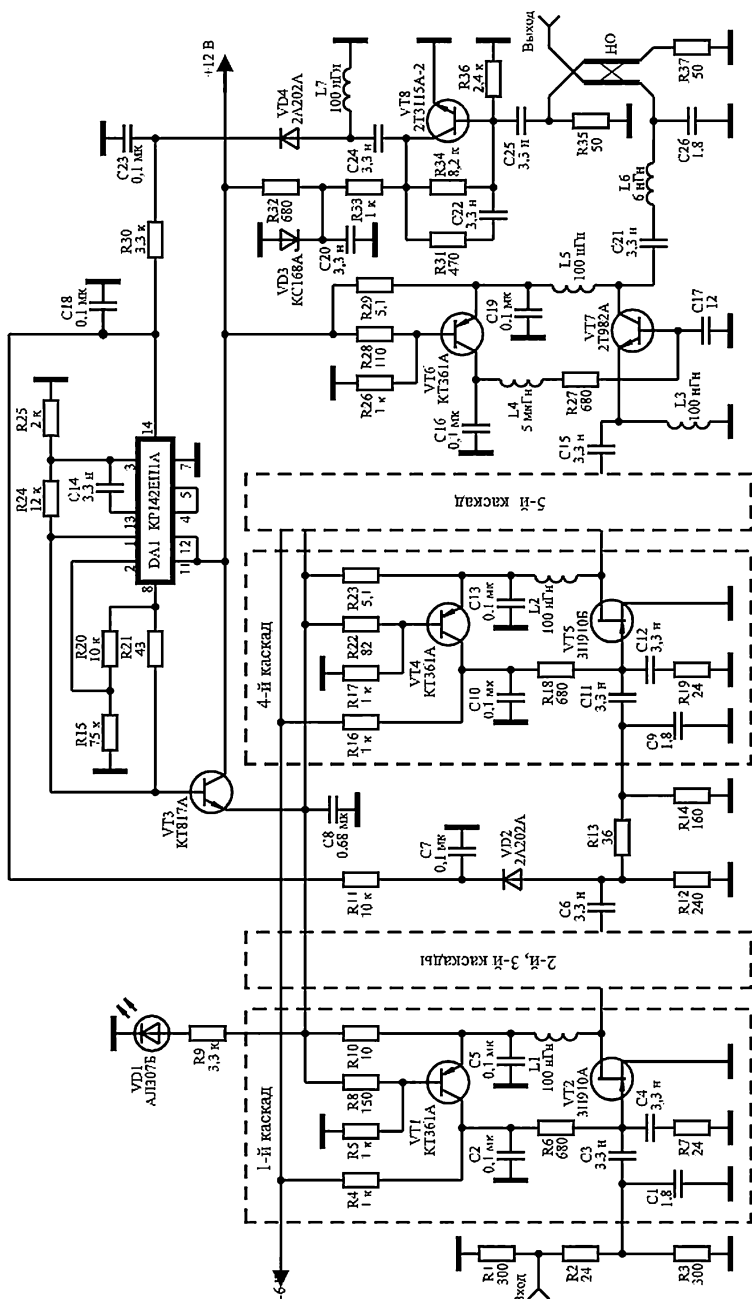
полоса рабочих частот	0,4...2 ГГц
коэффициент усиления	34 ±1,5 дБ
выходная мощность, не менее	1 Вт
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
напряжения источников питания	12 В и -6 В
потребляемый ток	1,7 А
габаритные размеры корпуса усилителя	120 × 100 × 30 мм

В системах ближней нелинейной радиолокации в передающем тракте используются широкополосные усилители мощности, работающие на изменяющемся во времени сопротивлении нагрузки [102]. На рис. 11.14 приведена принципиальная схема такого усилителя, разработанная на основе использования схемных решений описанных в разделах 4.2 и 10.1 [103].

Усилитель предназначен для работы на несогласованную нагрузку и содержит три идентичных входных каскада, два идентичных промежуточных каскада, выходной каскад, направленный ответвитель отраженной волны, корректирующий усилитель, стабилизатор напряжения с входом управления.

Входные каскады усилителя на транзисторах 3П910А с рабочей точкой 6 В (0,2 А) выполнены с использованием четырехполюсных диссипативных корректирующих цепей второго порядка, методика параметрического синтеза которых приведена в разделе 4.2.

Промежуточные каскады отличаются от входных использованием транзисторов 3П910Б с рабочей точкой 6 В (0,35 А).



Выходной каскад на транзисторе 2Т982А с рабочей точкой 9 В (0,35 А) выполнен по схеме с общей базой с коэффициентом усиления по напряжению, равным 2,5 (заданный коэффициент усиления устанавливается подбором емкости конденсатора С17). Выходная емкость транзистора VT7 включена в выходной фильтр нижних частот, рассчитываемый по методике описанной в разделе 3.1.

Все каскады усилителя содержат схемы активной стоковой и коллекторной термостабилизации токов покоя, обеспечивающие исключение влияния детекторного эффекта на уровень выходной мощности каскадов (см. раздел 2.1).

Направленный ответитель выполнен в виде двух связанных пятидесятиомных полосковых линий с переходным затуханием 20 дБ на центральной частоте, равной 3 ГГц. На частоте 0,4 ГГц переходное затухание направленного ответителя составляет 35 дБ и с увеличением частоты уменьшается на 6 дБ на октаву, составляя 22 дБ на частоте 2 ГГц.

Для выравнивания по частоте переходного затухания направленного ответителя использован корректирующий усилитель на транзисторе VT8.

Стабилизатор напряжения на микросхеме DA1 и транзисторе VT3 служит для уменьшения коэффициента усиления усилителя при превышении уровня отраженного сигнала определенной величины, которая устанавливается с помощью резистора R30. Уменьшение усиления достигается за счет снижения напряжения питания первых пяти каскадов усилителя при превышении сигналом, поступающим на управляющий вход микросхемы с детектора на диоде VD4, уровня 0,7 В. Уменьшение коэффициента усиления будет происходить и при подаче на вход усилителя сигнала выше определенного уровня. В этом случае управление осуществляется сигналом с детектора на диоде VD2.

Настройка усилителя осуществляется покаскадно, начиная с первого каскада. Выбором базового делителя транзистора VT1 выставляется ток покоя транзистора VT2. Подбором резистора R7 выравнивается АЧХ каскада в области нижних и средних частот. Если в верхней части частотного диапазона наблюдается спад частотной характеристики, в корректирующую цепь вводится конденсатор С1. Остальные каскады, кроме выходного, настраиваются аналогично.

После подключения выходного каскада подбором емкости конденсатора С17 устанавливают его коэффициент усиления по напряжению равным двум на частоте 0,4 ГГц. Поскольку с частотой входное сопротивление каскада на транзисторе VT7 плавно умень-

шается, на частоте 2 ГГц его коэффициент усиления по напряжению составит 2,5. Это соответствует условию получения максимальной выходной мощности в верхней части частотного диапазона. Изменяя в небольших пределах токи покоя последних двух каскадов, следует выровнять по частоте уровень максимальной выходной мощности усилителя. После этого, выставив уровень выходной мощности примерно равным 0,2 Вт и отключая нагрузку, подбором резистора R31 добиваются того, чтобы напряжение на выходе детектора на диоде VD4 не зависело от частоты.

Далее необходимо на нагрузке 50 Ом получить выходную мощность усилителя 1 Вт и, не изменяя уровня входного сигнала, заменить стандартную нагрузку нагрузкой с КСВН равным двум. После чего подбором сопротивления резистора R30 установить напряжение, подаваемое на управляющий вход микросхемы с детектора на диоде VD4, равным 0,7 В. В этом случае начиная с КСВН равного двум уровень выходного сигнала будет уменьшаться пропорционально возрастанию КСВН.

Затем производится настройка защиты усилителя от перегрузки по входу. Для этого при выходной мощности 1,2 Вт следует уменьшать сопротивление резистора R11 до величины, при которой начинается уменьшение выходной мощности.

11.5. Усилитель диапазона 10...1050 МГц мощностью 1,3 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	10...1050 МГц
максимальный уровень выходной мощности	1,3...1,8 Вт
коэффициент усиления	41 дБ
неравномерность амплитудно-частотной характеристики . . .	$\pm 1,5$ дБ
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
потребляемый ток	640 мА
напряжение питания	+15 В
габаритные размеры	100 × 85 × 30 мм

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 11.15, на рис. 11.16 чертеж печатной платы, на рис. 11.17 показано расположение элементов, а на рис. 11.18 — фотография его внешнего вида.

Рассматриваемый ниже усилитель является модификацией схемных решений подобных усилителей, описанных в [122, 123]. Его достоинствами являются простота изготовления и настройки,

большой коэффициент усиления при малом числе каскадов, использование однополярного питания.

Усилитель содержит четыре каскада усиления на транзисторах VT2, VT4, VT6, VT8, включенных по схеме с общим эмиттером.

Все каскады усилителя работают в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой и токами покоя транзисторов VT2, VT4, VT6, VT8 равными 0,08; 0,12; 0,2 и 0,3 А соответственно. Стабилизация токов покоя каскадов достигается благодаря применению схемы активной коллекторной термостабилизации [17]. Токи покоя, при этом, устанавливаются подбором номиналов резисторов R5, R10, R15, R20. Уменьшение указанных резисторов приводит к уменьшению токов покоя и наоборот.

Во всех каскадах усилителя использованы реактивные межкаскадные корректирующие цепи третьего порядка (см. раздел 4.3), где в качестве одного из элементов корректирующей цепи используется индуктивная составляющая входного сопротивления транзистора.

Печатная плата (рис. 11.16) размером 100 × 85 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 1,5...2 мм. Пунктирными линиями на рис. 11.17 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Основание усилителя выполнено из дюралюминия толщиной 10 мм и при длительной его эксплуатации устанавливается на большой радиатор.

Все транзисторы усилителя крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Для улучшения теплового контакта транзисторов VT2 и VT4 с основанием усилителя они прижаты к основанию стеклотекстолитовыми пластинами (см. рис. 11.18).

В усилителе использованы безиндуктивные конденсаторы типа К10-42 в высокочастотном тракте и типа К10-17 в цепях фильтрации.

Настройка усилителя состоит из следующих этапов. Вначале с помощью резисторов R5, R10, R15, R20 устанавливаются токи покоя транзисторов VT2, VT4, VT6, VT8. Для этого указанные резисторы поочередно заменяются потенциометрами и по измерениям напряжений на резисторах R7, R12, R17, R21 устанавливаются требуемые токи покоя транзисторов VT2, VT4, VT6, VT8. Затем спаиваются все элементы высокочастотного тракта за исключением конденсаторов C13, C17 и C21. Следует иметь в виду, что на рис. 11.17 элементы C8 и L5 не указаны. Роль C8 выполняет ме-

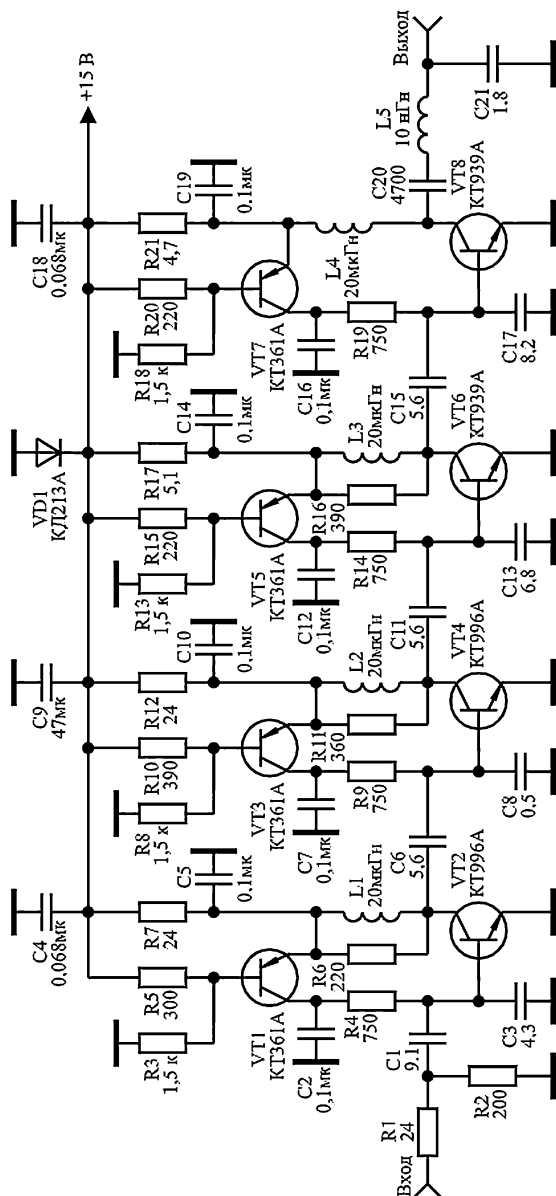


Рис. 11.15. Принципиальная схема усилителя диапазона 10...1050 МГц

таллизированная площадка, к которой припаивается база транзистора VT4, а в качестве индуктивности L5 используются ножки конденсатора C20, что видно на фотографии (рис. 11.18).

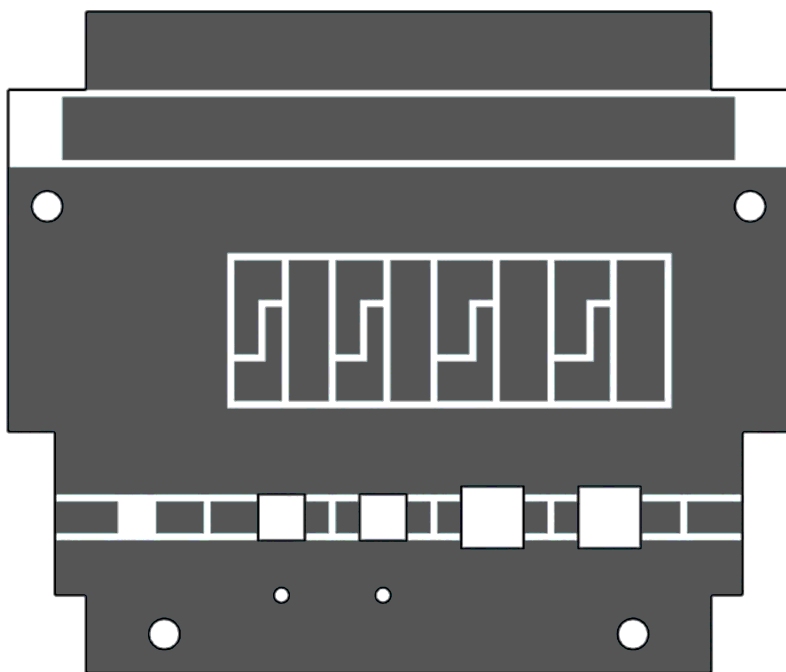


Рис. 11.16. Чертеж печатной платы усилителя

При включении усилителя без конденсаторов С13, С17 и С21 его амплитудно-частотная характеристика в режиме малого сигнала будет равномерна до 600...700 МГц с дальнейшим медленным спадом, составляющим на частоте 1000 МГц около 7...10 дБ. Подключением конденсаторов С13 и С17 следует выровнять амплитудно-частотную характеристику в области частот 700...1000 МГц.

Выходная емкость транзистора VT8 оказывается включенной параллельно нагрузке, что приводит к уменьшению максимального значения выходной мощности усилителя с ростом частоты. Для устранения указанного недостатка на выходе усилителя установлены элементы L5 и С21, образующие совместно с выходной емкостью транзистора VT8 фильтр нижних частот. Поэтому с помощью подключения и изменения в небольших пределах значения емкости конденсатора С21, следует добиться выравнивания максимальной величины выходной мощности усилителя в рабочем диапазоне частот.

И, наконец, варьируя токами покоя транзисторов усилителя необходимо найти такие значения указанных токов, при которых усилитель отдает в нагрузку требуемую мощность при минимальной мощности, потребляемой от источника питания.

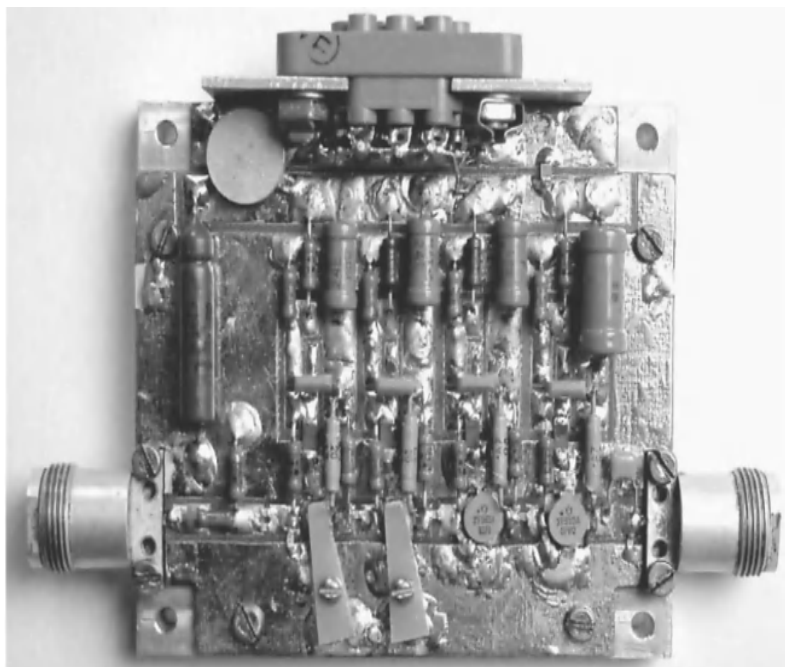


Рис. 11.17. Расположение элементов на плате

Рис. 11.18. Фотография внешнего вида усилителя

11.6. Усилитель диапазона 0,05... 1,5 ГГц мощностью 1,5 Вт с электронной регулировкой усиления

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	50...1500 МГц
коэффициент усиления	32 ±1,5 дБ
выходная мощность, не менее	1,5 Вт
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
глубина регулировки усиления	20 дБ
напряжения источников питания	12 В и –6 В
потребляемый ток	1,4 А
габаритные размеры корпуса усилителя	100 × 90 × 30 мм

Одним из возможных способов реализации электронной регулировки усиления является применение для этих целей транзисторов с затвором Шоттки в режиме с управляемой крутизной вольт-амперной характеристики [44]. На рис. 11.19 приведена принципиальная схема широкополосного усилителя с такой регулировкой [122].

Регулировка усиления в усилителе осуществляется с помощью изменения режима работы транзистора VT1 входного каскада. Траектория движения рабочей точки транзистора VT1, при регулировке, выбрана исходя из условия минимизации нелинейных искажений усиленного сигнала, то есть равенства нулю производной крутизны [44] транзистора в каждой из точек этой траектории.

Для согласования широкополосного усилителя по входу транзистор VT1 охвачен отрицательной обратной связью. Каскады на транзисторах VT4, VT6 выполнены с использованием диссипативной корректирующей цепи второго порядка, методика параметрического синтеза которого подробно описана в разделе 4.2. Выходной каскад усилителя собран на транзисторах VT9, VT11 по схеме со сложением напряжений (см. раздел 6.3), его АЧХ формируется с помощью корректирующей цепи третьего порядка (см. раздел 4.3).

Для получения максимальной выходной мощности каскада емкость конденсатора C21, в цепи базы транзистора VT11, выбирается из условия реализации коэффициента его усиления по напряжению равного двум во всем рабочем диапазоне частот.

Режимы работы по постоянному току транзисторов усилительных каскадов устанавливаются с использованием активной стоковой и коллекторной термостабилизации и равны: VT1, VT4 (4,5 В; 0,2 А); VT6 (6 В; 0,25 А); VT9, VT11 (9 В; 0,36 А).

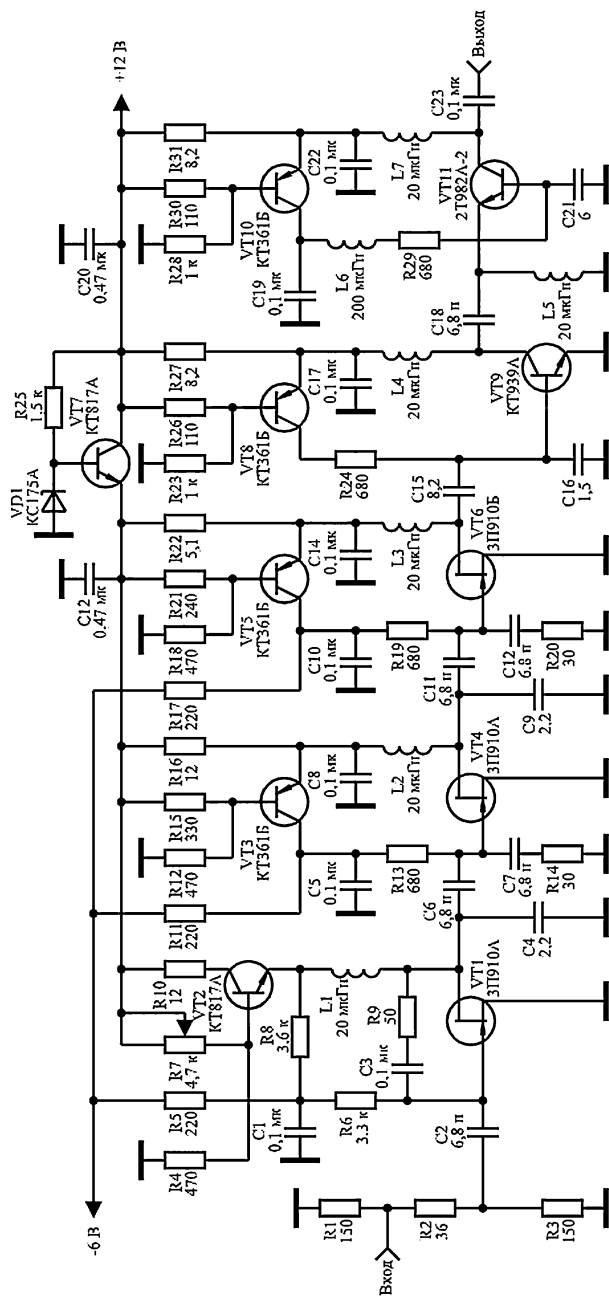


Рис. 11.19. Принципиальная схема широкополосного усилителя средней мощности с регулируемым усилением

Настройка усилителя сводится к подбору емкостей конденсаторов С4, С9, С16.

11.7. Усилитель диапазона 0,13...2,1 ГГц мощностью 1,5 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	130...2100 МГц
коэффициент усиления	38 ±1,5 дБ
выходная мощность, не менее	1,5 Вт
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
напряжения источников питания	12 В и –6 В
потребляемый ток	1,5 А
габаритные размеры корпуса усилителя.	90 × 80 × 20 мм

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 11.20 [123]. Достоинством усилителя является отсутствие элементов высокочастотной коррекции в тракте передачи, что облегчает его настройку. На рис. 11.21 приведен чертеж печатной платы усилителя, на рис. 11.22 — показано размещение элементов, а на рис. 11.23 — фотография его внешнего вида.

Усилитель содержит два идентичных входных каскада, два идентичных промежуточных каскада и выходной каскад со сложением напряжений (см. раздел 6.3).

Входные каскады усилителя на транзисторах 3П910А с рабочей точкой 5 В (0,2 А), а промежуточные на транзисторах 3П910Б с рабочей точкой 6 В (0,35 А) выполнены с использованием четырехполюсных диссипативных корректирующих цепей второго порядка (см. раздел 4.2). Достоинством указанных корректирующих цепей является простота их реализации при одновременном обеспечении высоких технических показателей усилителей, в которых они используются. Например, в первом каскаде корректирующая цепь состоит из элементов С1, R4 и индуктивности линии, соединяющей конденсатор С2 с входом транзистора VT2. Конденсаторы С2 и С3 являются разделительными. Реализация требуемой формы амплитудно-частотной характеристики каскада, при этом, сводится к подбору номинала резистора R4, что значительно упрощает процесс настройки. Конденсаторы С16 и С24 минимизируют индуктивную составляющую входных импедансов транзисторов VT6, VT8 и не требуют подстройки.

Выходной каскад на транзисторе 2Т982А с рабочей точкой 9 В (0,35 А) выполнен по схеме с общей базой с коэффициентом усиления по напряжению, равным 2,5. Заданный коэффициент усиления

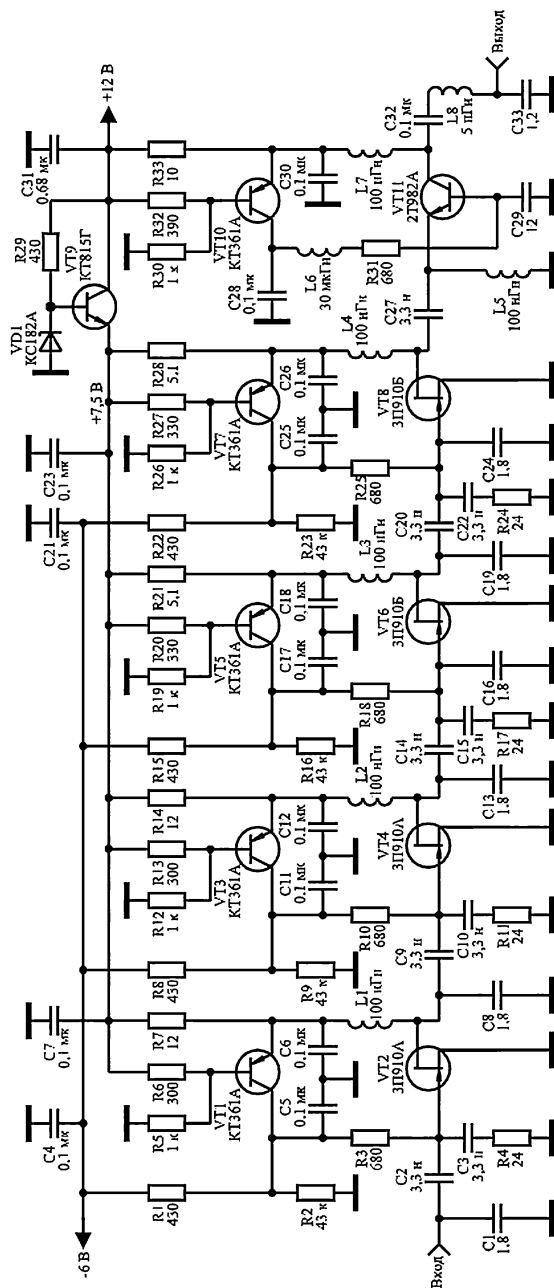


Рис. 11.20. Принципиальная схема широкополосного усилителя диапазона 130...2100 МГц

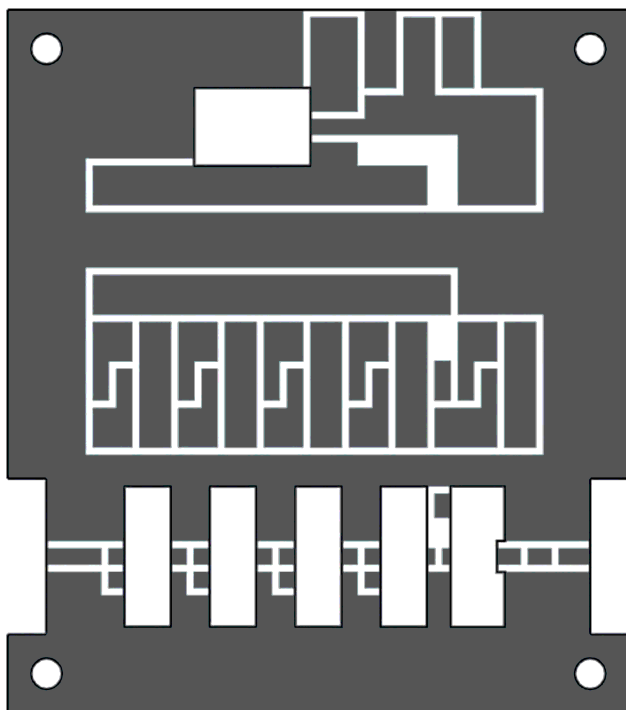


Рис. 11.21. Печатная плата усилителя

устанавливается соответствующим выбором емкости конденсатора С29. При таком включении транзистора 2Т982А напряжение, отдаваемое предоконечным каскадом на транзисторе VT8, суммируется в нагрузке с напряжением, отдаваемым транзистором VT11.

Выходная емкость транзистора VT11 оказывается включенной параллельно нагрузке, что приводит к уменьшению максимального значения выходной мощности усилителя с ростом частоты. Для устранения указанного недостатка на выходе усилителя установлены элементы L8 и С33, образующие совместно с выходной емкостью транзистора VT11 фильтр нижних частот (см. раздел 3.1), обеспечивающей минимизацию влияния выходной емкостью транзистора VT11 на уровень выходной мощности усилителя.

Во всех каскадах усилителя использованы схемы активной стоковой и коллекторной термостабилизации токов покоя (см. раздел 2.1), а сами токи покоя транзисторов усилителя устанавливаются подбором номиналов резисторов R6, R13, R20, R27, R32. Уменьшение указанных резисторов приводит к уменьшению токов покоя и наоборот.

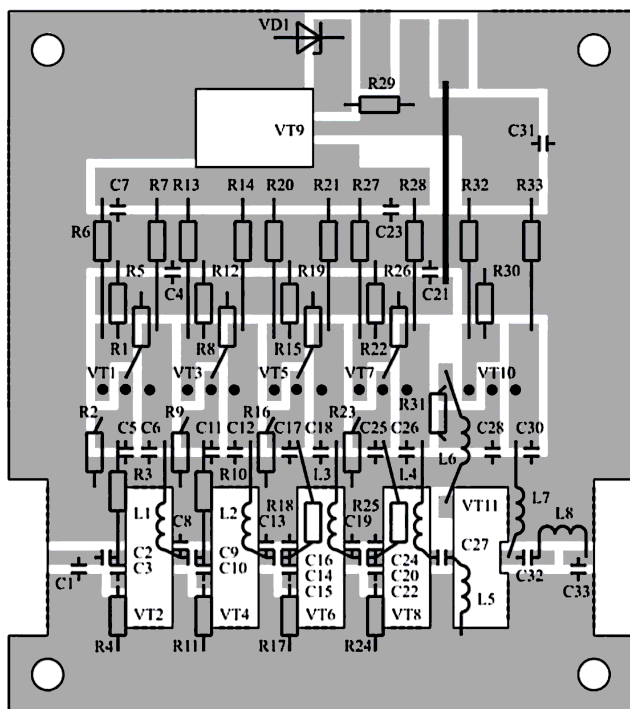


Рис. 11.22. Расположение элементов на плате

Печатная плата (рис. 11.21) размером 80×90 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2 мм. Пунктирными линиями на рис. 11.22 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью медной фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Все транзисторы усилителя крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Особо следует остановиться на креплении транзистора VT11. Транзистор 2Т982А предназначен для работы с заземленной базой. Однако в данном случае между базой и общей шиной включен конденсатор С29, конструктивно образующий основанием усилителя и корпусом транзистора 2Т982А. Для отвода тепла от транзистора 2Т982А между ним и основанием устанавливается керамическая подложка толщиной 1 мм. Крепление транзистора VT11 осуществляется с помощью винтов, на которые надеты изолирующие шайбы и кембрики. Перед свертыванием крепежных винтов под один из них подклады-

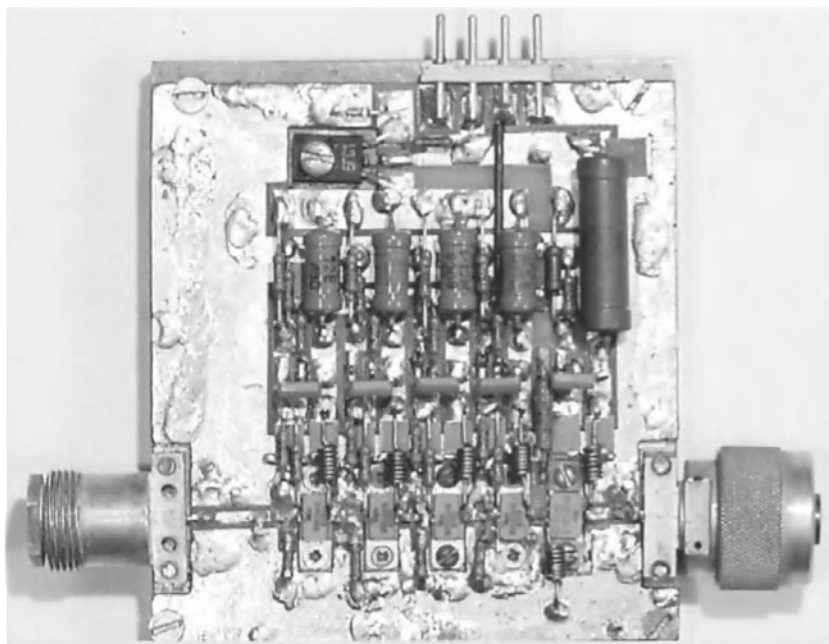


Рис. 11.23. Фотография внешнего вида усилителя

вается полосок медной фольги с отверстием для винта. К этому полоску в дальнейшем припаивается дроссель L6 (рис. 11.23). При сборке усилителя следует минимизировать длину цепи, связывающей сток транзистора VT8 с эмиттером транзистора VT11. Это обусловлено тем, что наличие индуктивной составляющей указанной цепи приводит к неполному сложению сигнальных напряжений, отдаваемых двумя выходными транзисторами VT8 и VT11. В этом случае потери выходной мощности в области верхних частот полосы пропускания усилителя могут достигать значительной величины. К примеру, введение дополнительной индуктивности 1 нГн ведет к уменьшению выходной мощности усилителя на частоте 2 ГГц с 1,5 до 0,7 Вт. Минимизация длины цепи, связывающей сток транзистора VT8 с эмиттером транзистора VT11, возможна с помощью реализации последовательного питания транзисторов VT8 и VT11, как это сделано, например, в [124]. Однако в этом случае повышается вероятность выжигания транзисторов в процессе настройки.

Настройка усилителя состоит из следующих этапов. Вначале с помощью резисторов R6, R13, R20, R27, R32 устанавливаются токи покоя транзисторов VT2, VT4, VT6, VT8, VT11. Затем в режиме ма-

лого сигнала с помощью изменения в небольших пределах номиналов резисторов R4, R11, R17, R24 выравнивается амплитудно-частотная характеристика усилителя. После этого проверяется максимальный уровень его выходной мощности в полосе рабочих частот. Изменением величины индуктивности L8 следует добиться максимального значения выходной мощности усилителя в полосе рабочих частот. И, наконец, варьируя токами покоя транзисторов усилителя необходимо минимизировать мощность, потребляемую им от источника питания. При настройке усилителя необходимо иметь в виду, что отключение источника питания –6 В приводит к насыщению полевых транзисторов и может явиться причиной выхода их из строя. Поэтому источник питания +12 В следует подключать к усилителю после подключения источника –6 В. При длительной работе основание усилителя следует крепить к радиатору.

Нижняя граничная частота полосы пропускания усилителя может быть уменьшена до 1...5 МГц без ухудшения остальных его характеристик, для чего необходимо увеличить номиналы катушек индуктивности L1–L5, L7 до величины 5...10 мкГн.

11.8. Усилитель диапазона 0,02...1,5 ГГц мощностью 2 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	20...1500 МГц
коэффициент усиления	26 ±2 дБ
выходная мощность, не менее	2 Вт
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
напряжения источников питания	12 В
потребляемый ток	1,5 А
габаритные размеры корпуса усилителя	135 × 100 × 35 мм

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 11.24 [125]. На рис. 11.25 приведен чертеж печатной платы усилителя, на рис. 11.26 показано расположение элементов, а на рис. 11.27 — фотография его внешнего вида.

Усилитель содержит пять каскадов усиления на транзисторах VT2, VT4, VT6, VT8, VT10, включенных по схеме с общим эмиттером, и выходной каскад на транзисторе VT12, включенный по схеме со сложением напряжений.

Все каскады усилителя работают в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой с токами покоя транзисторов VT2, VT4, VT6, VT8, VT10, VT12 равными 0,1; 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,4 А соответ-

ственно. Стабилизация токов покоя каскадов достигается за счет применения активной коллекторной термостабилизации (см. раздел 2.1), а сами токи покоя устанавливаются подбором номиналов резисторов R5, R10, R15, R20, R24, R28.

Во всех каскадах усилителя кроме выходного использованы реактивные межкаскадные корректирующие цепи третьего порядка (см. раздел 4.3), где в качестве одного из элементов корректирующей цепи используется реактивная составляющая входного импеданса транзистора.

Выходной каскад выполнен по схеме со сложением напряжений и обеспечивает сложение в нагрузке сигнальных напряжений, отдаваемых транзисторами VT10 и VT12 (см. раздел 6.3).

Печатная плата (рис. 11.25) размером 125×70 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм. Пунктирными линиями на рис. 11.26 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

После металлизации торцов напильником выравнивается

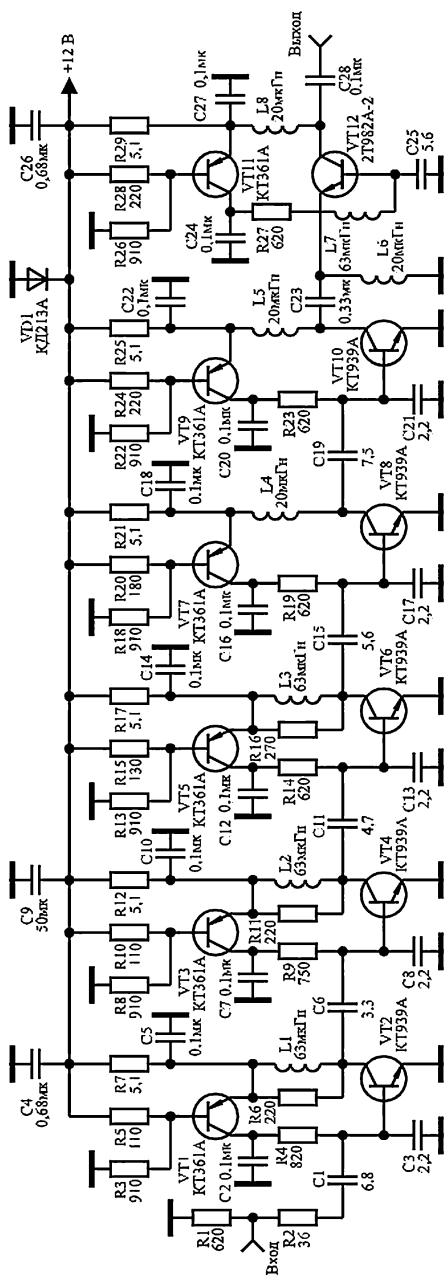


Рис. 11.24. Принципиальная схема усилителя диапазона 20...1500 МГц

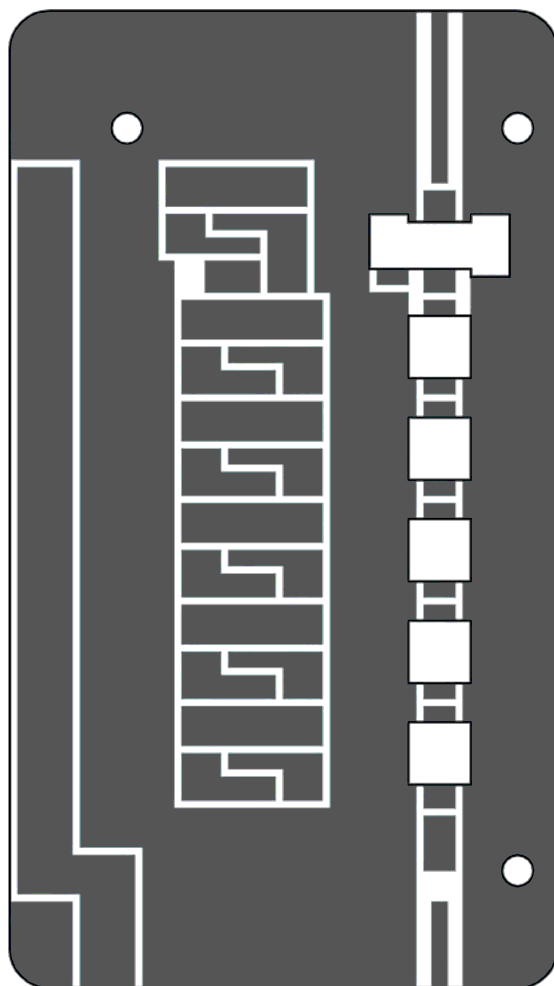


Рис. 11.25. Печатная плата усилителя

нижняя часть платы, и она устанавливается, как это видно на фотографии (рис. 11.27), в корпус. Все транзисторы усилителя крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Особо следует остановиться на креплении транзистора VT12. Транзистор 2Т982А-2 предназначен для работы с заземленной базой. Однако в данном случае база оторвана от земли. Это достигается установкой между транзистором и корпусом усилителя слюдяной прокладки толщиной около 0,2 мм, которая позволяет реализовать конденсатор С25, конструктивно образуемый корпусом усилителя и основанием транзистора. Крепление транзистора VT12 осуществ-

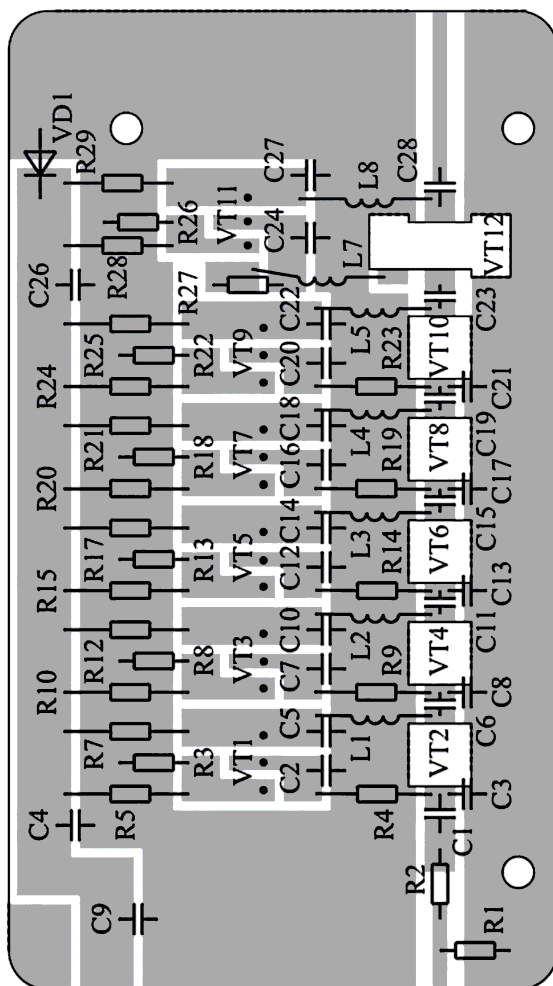


Рис. 11.26. Расположение элементов на плате

ляется с помощью винтов, на которые надеты изолирующие шайбы и кембрики. Перед ввертыванием крепежных винтов под один из них подкладывается полосок металлической фольги с отверстием для винта. К этому полоску в дальнейшем припаивается дроссель L7 для соединения с базой транзистора VT12.

Настройка усилителя состоит из следующих этапов. Вначале производится покаскадная настройка его амплитудно-частотной характеристики. Для этого с помощью резисторов R5, R10, R15, R20, R24, R28 устанавливаются токи покоя транзисторов VT2, VT4, VT6, VT8, VT10, VT12. Затем в качестве нагрузки транзистора

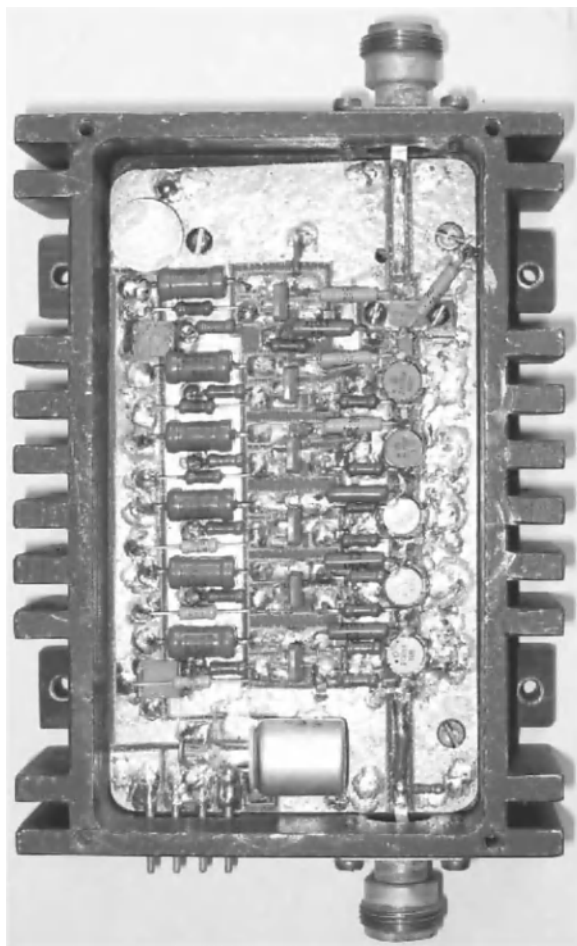


Рис. 11.27. Фотография внешнего вида усилителя

VT2 через разделительный конденсатор подключается конец 50-омного кабеля, нагруженного на стандартную 50-омную нагрузку. Подбором емкости конденсатора С3 достигается выравнивание амплитудно-частотной характеристики в области верхних частот. Если этого не удастся достичь, следует уменьшить величину конденсатора С1. Далее подключается следующий каскад и процесс настройки повторяется. Настройка каскада на транзисторе VT10 осуществляется при включении в тракт усиления также и транзистора VT12. Так как каскады взаимно влияют друг на друга, при настройке каскада на транзисторе VT10 следует дополнительно подстроить и остальные каскады.

После формирования амплитудно-частотной характеристики усилителя, которое ведется в режиме малого сигнала, проверяется максимальный уровень выходной мощности усилителя в полосе рабочих частот. Выходная мощность усилителя будет максимальной, если коэффициент передачи по напряжению выходного каскада на транзисторе VT12 равен двум (см. раздел 6.3). Если это условие не выполняется, можно увеличить, либо уменьшить толщину слюдяной прокладки под транзистором, либо вместо слюды установить керамическую подложку толщиной 1 мм. В этом случае значительно улучшаются теплоотдача транзистора VT12, поскольку слюда не является хорошим проводником тепла. Однако слюдяная прокладка значительно проще в изготовлении.

11.9. Усилитель диапазона 0,025...1 ГГц мощностью 2,2 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	25...1000 МГц
максимальный уровень выходной мощности, не менее	2,2...2,8 Вт
коэффициент усиления	39 дБ
неравномерность амплитудно-частотной характеристики	1,5 дБ
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
потребляемый ток	1,44 А
напряжение питания	+15...30 В
габаритные размеры	105 × 65 × 30 мм
время установления работоспособности усилителя с момента прихода управляющего синхроимпульса, не более	30 мкс

Широкополосные усилители мощности находят применение во многих радиотехнических системах. Ниже дано описание широкополосного усилителя с электронным управлением напряжением питания, позволяющим значительно повысить средний коэффициент полезного действия усилителя при усилении импульсных и радиоимпульсных сигналов с большой скважностью.

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 11.28, на рис. 11.29 чертеж печатной платы, на рис. 11.30 показано расположение элементов, на рис. 11.31 дана фотография внешнего вида усилителя.

Рассматриваемый усилитель является модификацией схемных решений описанных в [123, 125], прост в изготовлении и настройке и позволяет осуществлять управление его работой с помощью компьютера, благодаря подаче управляющих синхроимпульсов положительной полярности на Вход 2.

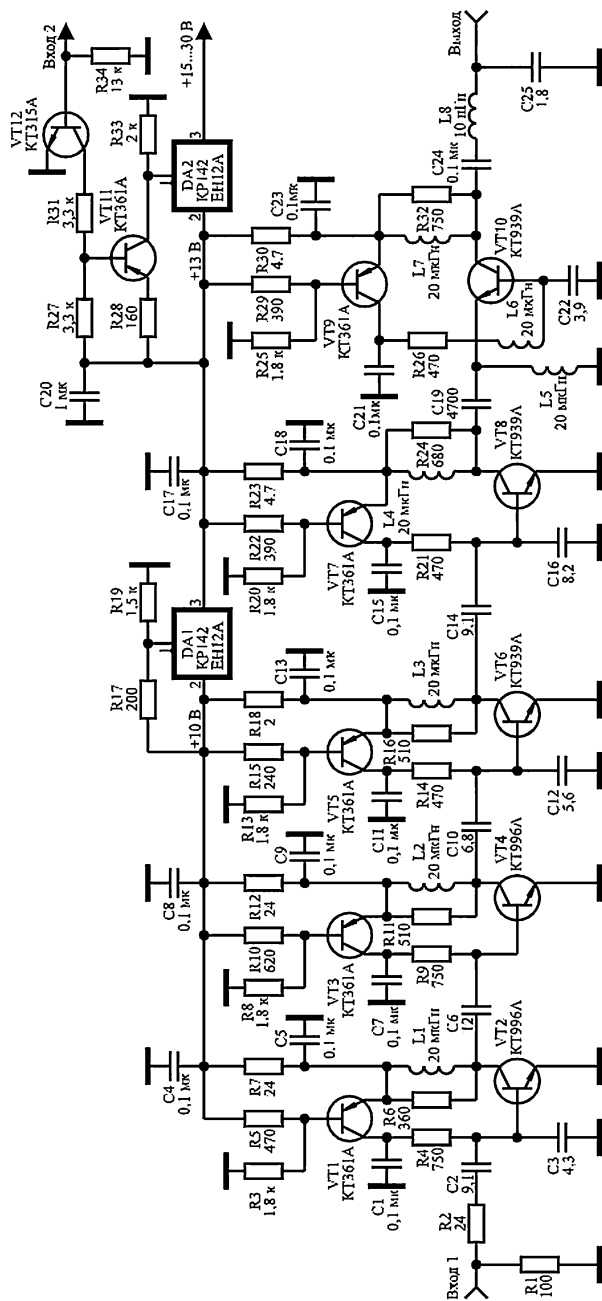


Рис. 11.28. Принципиальная схема широкополосного усилителя с управляемым питанием

Усилитель содержит три входных каскада с общим эмиттером на транзисторах VT2, VT4, VT6, выходной каскад со сложением напряжений на транзисторах VT8 и VT10, стабилизатор напряжения на микросхеме DA1, и управляемый стабилизатор напряжения на микросхеме DA2.



Рис. 11.29. Печатная плата усилителя

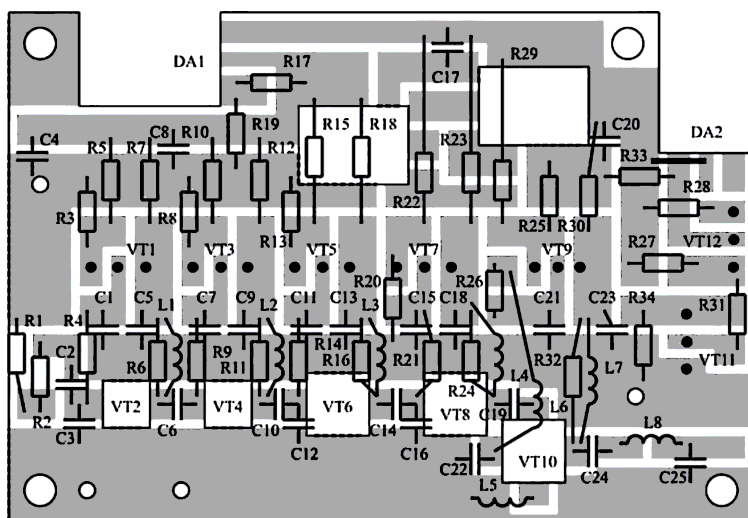


Рис. 11.30. Расположение элементов на плате

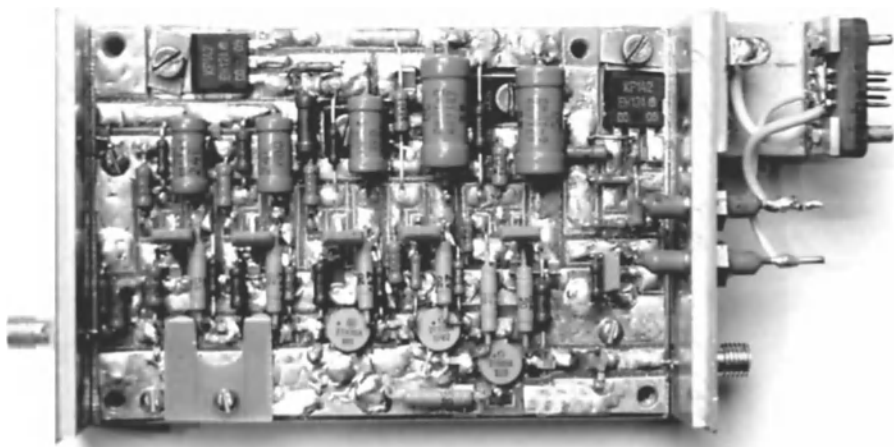


Рис. 11.31. Фотография внешнего вида усилителя

При отсутствии сигнала управления транзистор VT11 закрыт и напряжение на выходе микросхемы DA2 не превышает величины 1,5 В. Ток, потребляемый усилителем, в этом случае, равен нулю. При подаче сигнала управления транзистор VT11 входит в режим насыщения и на выходе микросхемы DA2 устанавливается напряжение равное 13 В, величину которого можно регулировать изменением номинала резистора R28.

Если предполагается использование усилителя для усиления непрерывных сигналов в области частот не превышающих октавы, микросхема DA2 может быть удалена из схемы. Повышение коэффициента полезного действия усилителя, в этом случае, может быть достигнуто с помощью перевода транзисторов выходного каскада VT8 и VT10 в режим с отсечкой коллекторного тока. Для этого печатная плата усилителя (рис. 11.29) разработана с учетом возможности установки дополнительных двух транзисторов (типа KT817A) стабилизатора напряжения базового смещения типа KT817A. На фотографии (рис. 11.31) видны эти транзисторы. На принципиальной схеме (рис. 11.28) стабилизатор напряжения базового смещения не приведен. Методика расчета элементов схемы стабилизатора напряжения базового смещения дана в разделе 2.2.

Все каскады усилителя работают в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой и токами покоя транзисторов VT2, VT4, VT6, VT8, VT10 равными 0,1; 0,18; 0,36; 0,4; 0,4 А соответственно. Токи покоя устанавливаются подбором номиналов резисторов R5, R10, R15, R22, R29 с использованием схемы активной коллекторной термостабилизации (см. раздел 2.1). Уменьшение указанных резисторов приводит к уменьшению токов покоя и наоборот.

Во всех каскадах усилителя использованы реактивные межкаскадные корректирующие цепи третьего порядка (см. раздел 4.3), где в качестве одного из элементов корректирующей цепи используется индуктивная составляющая входного сопротивления транзистора.

Выходной каскад выполнен по схеме со сложением напряжений и обеспечивает сложение в нагрузке сигнальных напряжений, отдаваемых транзисторами VT8 и VT10. При сборке усилителя следует минимизировать длину цепи, связывающей коллектор транзистора VT8 с эмиттером транзистора VT10. Это обусловлено тем, что наличие индуктивной составляющей указанной цепи приводит к неполному сложению сигнальных напряжений, отдаваемых транзисторами.

В усилителе использованы безиндуктивные конденсаторы типа К10-42 в высокочастотном тракте и типа К10-17 в цепях фильтрации.

Печатная плата (рис. 11.29) размером 95 × 65 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2 мм. Пунктирными линиями на рис. 11.30 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Основание усилителя выполнено из дюралюминия толщиной 10 мм и при длительной его эксплуатации устанавливается на радиатор. Для этого по краям печатной платы и основания предусмотрены крепежные отверстия (рис. 11.31).

Все транзисторы высокочастотного тракта и микросхемы усилителя крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Однако между микросхемами DA1 и DA2 и основанием необходимо устанавливать слюдяные прокладки и перед настройкой усилителя с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между корпусом микросхем и основанием.

Настройка усилителя состоит из следующих этапов.

Вначале база транзистора VT12 через резистор номиналом несколько десятков килоом подключается к источнику питания для имитации сигнала управления. Подбором номинала резистора R28 напряжение на выходе микросхемы DA2 устанавливается равным +13 В, а подбором номинала резистора R17 напряжение на выходе микросхемы DA1 устанавливается равным +10 В. С помощью резисторов R5, R10, R15, R22, R29 устанавливаются токи покоя транзисторов VT2, VT4, VT6, VT8, VT10. Для этого указанные резисторы поочередно заменяются потенциометрами и по измерени-

ям напряжений на резисторах R7, R12, R18, R23, R30 определяются требуемые токи покоя транзисторов усилителя.

Затем впаиваются пассивные элементы высокочастотного тракта за исключением конденсаторов C12, C16, C22 и C25. При включении усилителя без указанных конденсаторов его амплитудно-частотная характеристика в режиме малого сигнала будет равномерна до 600...700 МГц с дальнейшим медленным спадом. Выходная мощность усилителя будет максимальна, если коэффициент передачи по напряжению транзистора VT10 будет равен двум. Поэтому в режиме малого сигнала, изменяя номинал конденсатора C22 и измеряя с помощью высокоомной детекторной головки амплитуду сигнала на эмиттере и коллекторе транзистора VT10, следует добиться установления указанного коэффициента передачи. Теперь подключая конденсаторы C12 и C16 необходимо выровнять амплитудно-частотную характеристику усилителя в области частот 600...1000 МГц.

Выходная емкость транзистора VT10 оказывается включенной параллельно нагрузке, что приводит к уменьшению максимального значения выходной мощности усилителя с ростом частоты. Для устранения указанного недостатка на выходе усилителя установлены элементы L8 и C25, образующие совместно с выходной емкостью транзистора VT10 фильтр нижних частот. Поэтому, переходя от режима малого сигнала к режиму ограничения выходных каскадов, следует с помощью варьирования значением емкости конденсатора C25 добиться выравнивания максимальной величины выходной мощности усилителя в рабочем диапазоне частот. И, наконец, варьируя токами покоя транзисторов усилителя необходимо минимизировать мощность, потребляемую им от источника питания.

11.10. Усилитель диапазона 0,03...1 ГГц мощностью 3 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	30...1000 МГц
коэффициент усиления.	27 ±2 дБ
выходная мощность, не менее	3 Вт
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
напряжение источника питания	30 В
потребляемый ток	1,8 А
габаритные размеры корпуса усилителя.	105 × 100 × 30 мм

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 11.32 и является модификацией схемного решения, описанного в [126].

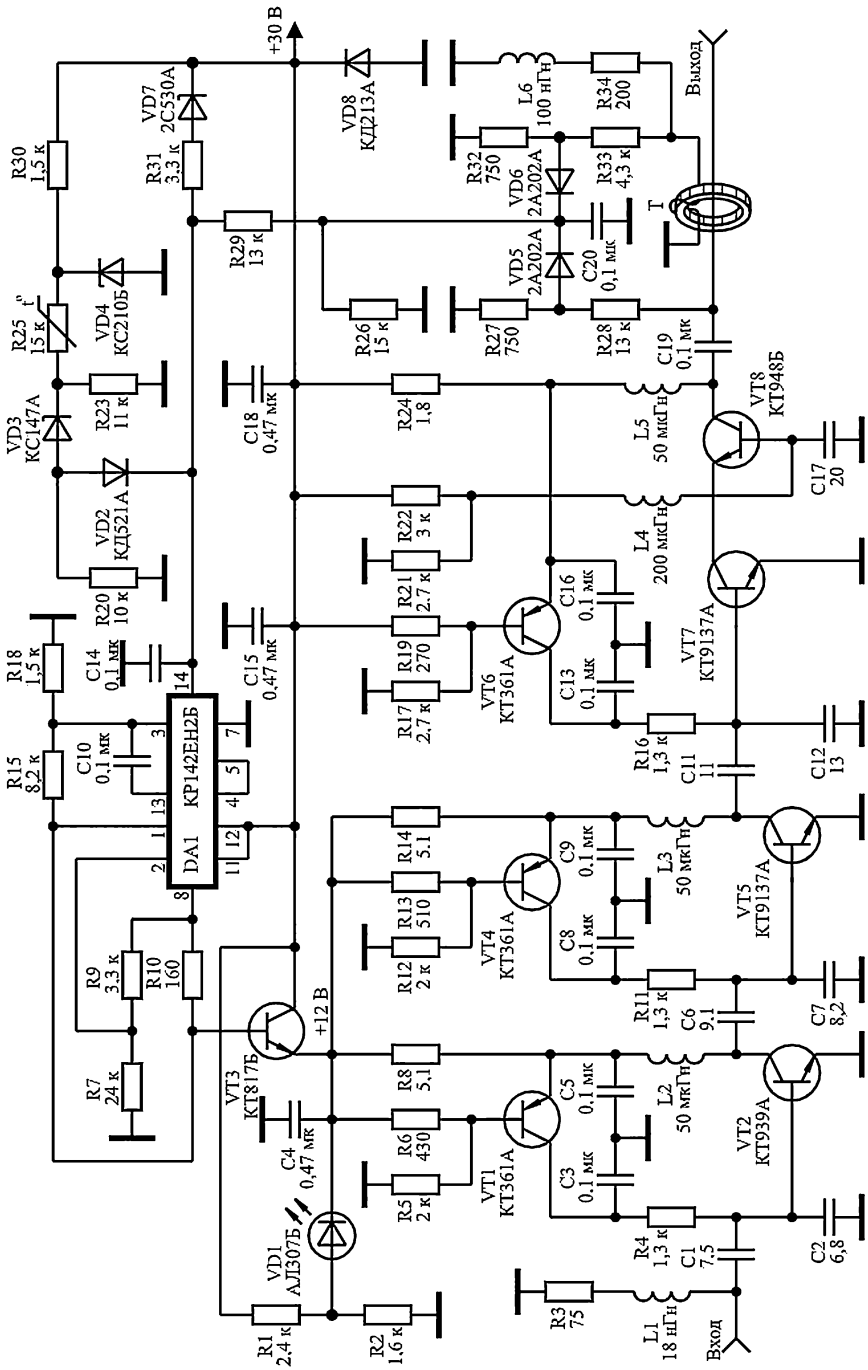


Рис. 11.32. Принципиальная схема широкополосного усилителя диапазона 0,03...1 ГГц

Усилитель содержит: три предварительных каскада на транзисторах VT2, VT5, VT7, включенных по схеме с общим эмиттером; выходной каскад на транзисторе VT8, включенном по схеме со сложением напряжений (см. раздел 6.3); управляемый стабилизатор напряжения на микросхеме DA1 и транзисторе VT3; схему защиты от рассогласования по выходу на диодах VD5 и VD6; термозащиту на терморезисторе R25; защиту от превышения напряжением питания максимального значения на стабилитроне VD7.

Все усилительные каскады работают в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой с токами покоя транзисторов VT2, VT5, VT7, VT8 равными 0,2; 0,35; 0,6 и 0,6 А соответственно. Стабилизация токов покоя каскадов достигается применением схемы активной коллекторной термостабилизации (см. раздел 2.1). Установка заданных токов покоя осуществляется подбором номиналов резисторов R6, R13, R19.

В усилителе применено последовательное питание предоконечного и окончательного каскадов. Что позволило минимизировать длину цепи, связывающей коллектор транзистора VT7 с эмиттером транзистора VT8. Напряжение на коллекторе транзистора VT7, равное 12 В, устанавливается выбором номинала резистора R22.

В первом каскаде усилителя применена пятиэлементная корректирующая цепь четвертого порядка (см. раздел 4.4), при этом одним из элементов корректирующей цепи является индуктивная составляющая входного импеданса транзистора. Указанная цепь обладает большой степенью свободы и используется для подстройки АЧХ усилителя после его покаскадной настройки. В промежуточных каскадах использованы корректирующие цепи третьего порядка (см. раздел 4.3).

Выходной каскад на транзисторе KT948Б выполнен по схеме с общей базой с коэффициентом усиления по напряжению, равным 2,5. Заданный коэффициент усиления устанавливается соответствующим выбором емкости конденсатора C17.

Управляемый стабилизатор напряжения на микросхеме DA1 и транзисторе VT3 используется для осуществления автоматической регулировки усиления усилителя при срабатывании одной из схем защиты.

Схема защиты от рассогласования по выходу препятствует перегоранию выходных транзисторов VT7 и VT8 при работе на несогласованную нагрузку и состоит из датчика выходного напряжения на диоде VD5 и датчика выходного тока на диоде VD6 и трансформаторе Т (см. раздел 10.1). В качестве магнитопроводящего сердечника трансформатора использовано ферритовое кольцо М100НН К10×6×3. Цепь, состоящая из элементов L6 и R34,

служит для выравнивания коэффициента передачи датчика выходного тока в полосе рабочих частот усилителя. При работе на нагрузку 50 Ом датчики выходного напряжения и выходного тока выдают одинаковые управляющие напряжения, пропорциональные уровню выходного сигнала. При работе на нагрузку более 50 Ом, сигнал управления формируется датчиком выходного напряжения. При работе на нагрузку менее 50 Ом, сигнал управления формируется датчиком выходного тока. Поэтому при правильной настройке схемы защиты усилитель, при работе на высокоомную нагрузку, позволяет получить максимальное выходное напряжение, равное максимальному напряжению, развиваемому усилителем на нагрузке 50 Ом.

При работе на низкоомную нагрузку максимальный ток, отдаваемый в нагрузку, равен максимальному току, отдаваемому усилителем в нагрузку 50 Ом. Уровень срабатывания схемы защиты от рассогласования по выходу устанавливается выбором номинала резистора R29. Загорание светодиода VD1 в этом случае свидетельствует о перегрузке усилителя по выходу.

Срабатывание схемы термозащиты при перегреве усилителя приводит к уменьшению до нуля напряжения питания входных каскадов и загоранию светодиода VD1. Температура срабатывания схемы термозащиты устанавливается выбором номинала резистора R23. Аналогичным образом работает защита и при превышении напряжением питания значения 31,5 В.

На рис. 11.33 приведен чертеж печатной платы, на рис. 11.34 показано расположение элементов.

Печатная плата размером 95 × 90 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2,5...3 мм. Пунктирными линиями на рис. 11.34 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью медной фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы. Для крепления платы к основанию усилителя на ее краях предусмотрены четыре отверстия.

Все транзисторы усилителя крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты, а между транзистором VT3 и основанием устанавливается слюдяная прокладка, намазанная теплопроводной пастой. Это необходимо для изоляции коллектора от общей шины при одновременном сохранении хорошей теплоотдачи. Особо следует остановиться на креплении транзистора VT8. Транзистор КТ948Б предназначен для работы с заземленной базой. Однако в данном случае между базой и общей шиной включен конденсатор С17, часть которого конструктивно образована осно-

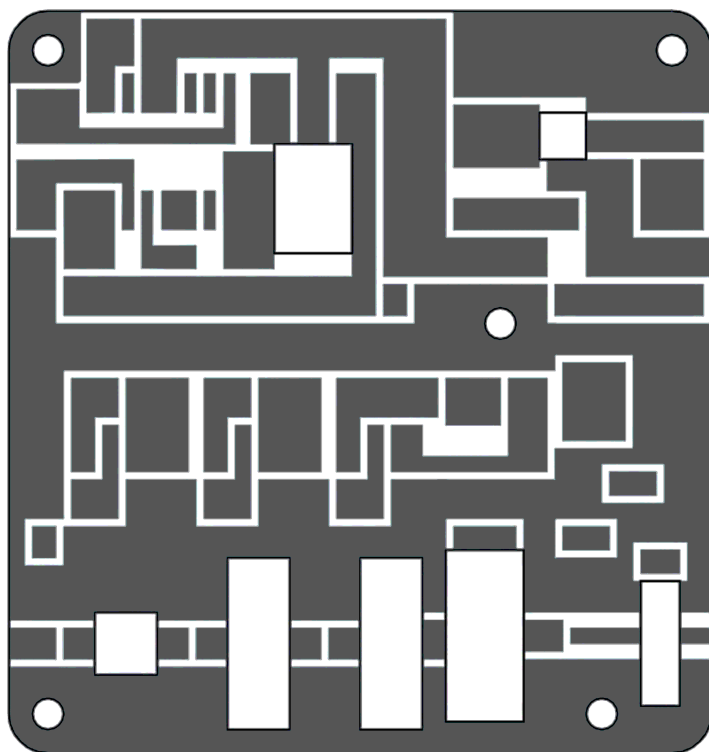


Рис. 11.33. Печатная плата усилителя

ванием усилителя и корпусом транзистора КТ948Б. Для отвода тепла от транзистора между ним и основанием устанавливается керамическая подложка толщиной 1 мм. Крепление транзистора VT8 осуществляется с помощью винтов, на которые надеты изолирующие шайбы и кембрики. Перед свертыванием крепежных винтов под один из них подкладывается полосок медной фольги с отверстием для винта. К этому полоску в дальнейшем припаивается вывод катушки индуктивности L4 и дополнительный конденсатор, входящий в состав конденсатора C17 и обеспечивающий настройку усилителя на максимальную выходную мощность.

При сборке усилителя следует минимизировать длину цепи, связывающей коллектор транзистора VT7 с эмиттером транзистора VT8. Это обусловлено тем, что наличие индуктивной составляющей указанной цепи приводит к неполному сложению сигнальных напряжений, отдаваемых этими транзисторами. В этом случае потери выходной мощности в области верхних частот полосы пропускания усилителя могут достигать значительной величины.

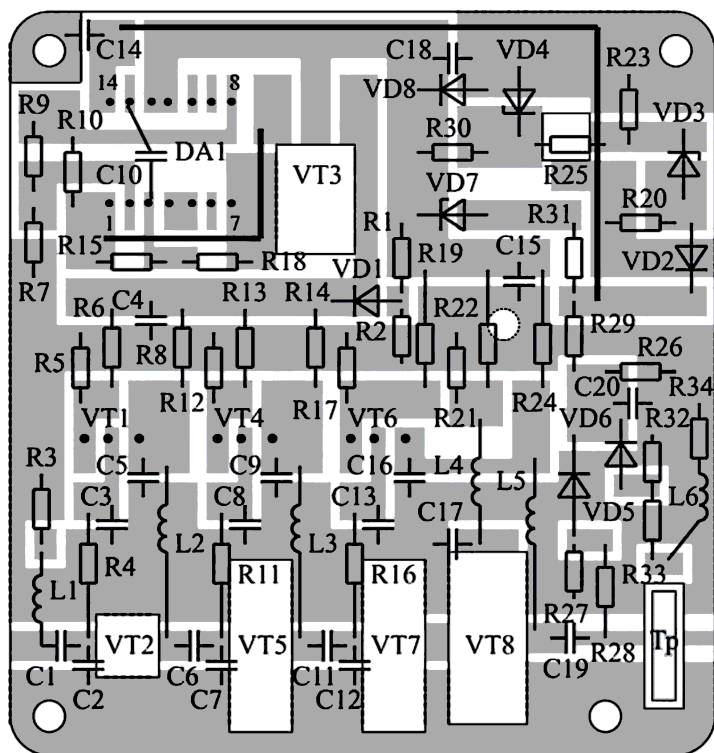


Рис. 11.34. Расположение элементов на плате

Настройка усилителя состоит из следующих этапов.

Вначале с помощью подбора номиналов резисторов R6, R13, R19 устанавливаются токи покоя транзисторов VT2, VT5, VT7, VT8 и одновременно резистором R22 устанавливается напряжение на коллекторе VT7 равным 12 В. Затем в режиме малого сигнала производится покаскадная настройка АЧХ усилителя. Для этого в качестве нагрузки транзистора VT2 через разделительный конденсатор подключается резистор 50 Ом. Подбором величины катушки индуктивности L1 достигается равномерная АЧХ каскада в области нижних и средних частот полосы пропускания. Подбором емкости конденсатора C2 достигается выравнивание АЧХ в области верхних частот полосы пропускания. Если этого не удастся достичь, следует уменьшить величину конденсатора C1 и повторить настройку. Далее к первому каскаду подключается второй и с помощью конденсатора C7 выравнивается АЧХ двух каскадов, и так далее. После этого осуществляется подстройка АЧХ всего усилителя с помощью входной корректирующей цепи.

После формирования АЧХ усилителя в режиме малого сигнала проверяется максимальный уровень его выходной мощности в полосе рабочих частот. Введением дополнительного конденсатора, входящего в состав конденсатора С17, следует добиться выравнивания максимального уровня выходной мощности усилителя в полосе рабочих частот. И, наконец, варьируя в небольших пределах токами покоя транзисторов усилителя необходимо найти значения указанных токов, при которых КПД усилителя максимально.

Теперь осуществляется настройка схем защиты. Не вводя резистор R29 изменением номиналов элементов R28 и L6, R34, по отдельности настраиваются датчики выходного напряжения и выходного тока таким образом, чтобы при работе на нагрузку 50 Ом они выдавали одинаковые управляющие напряжения, пропорциональные уровню выходного сигнала. Затем подбирается номинал резистора R29, при котором в режиме максимальной выходной мощности усилителя начинается слабое свечение светодиода VD1. Выбором номинала резистора R23 устанавливается температура срабатывания схемы термозащиты. И, наконец, постепенно увеличивая напряжения питания следует убедиться в том, что при напряжении 31...32 В выходная мощность усилителя уменьшается в 20...40 раз. Это свидетельствует о срабатывании защиты от превышения напряжением питания номинального значения.

11.11. Усилитель диапазона 40...600 МГц мощностью 6 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	40...600 МГц
коэффициент усиления.	36 ±2 дБ
выходная мощность, не менее	6 Вт
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
напряжение первого источника питания	12...20 В
напряжение второго источника питания	22...30 В
потребляемый ток	2,3 А
габаритные размеры корпуса усилителя	140 × 110 × 30 мм

Необходимым элементом многих радиотехнических и измерительных систем являются широкополосные усилители мощности, к которым предъявляются требования сохранения работоспособности при неблагоприятных внешних воздействиях. Принципиальная схема такого усилителя приведена на рис. 11.35 и является модификацией схемного решения описанного в [127]. На рис. 11.36 приведен чертеж печатной платы, на рис. 11.37 — чертеж печатной

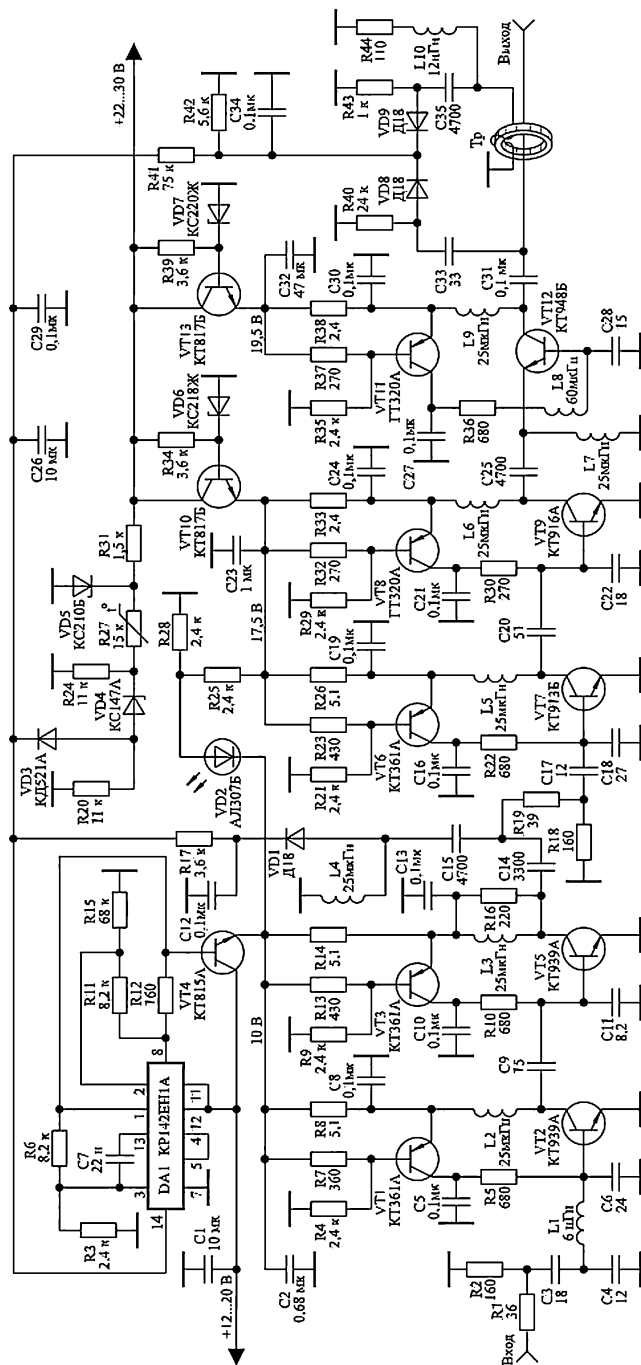


Рис. 11.35. Принципиальная схема широкополосного усилителя мощности с защитой от перегрузок

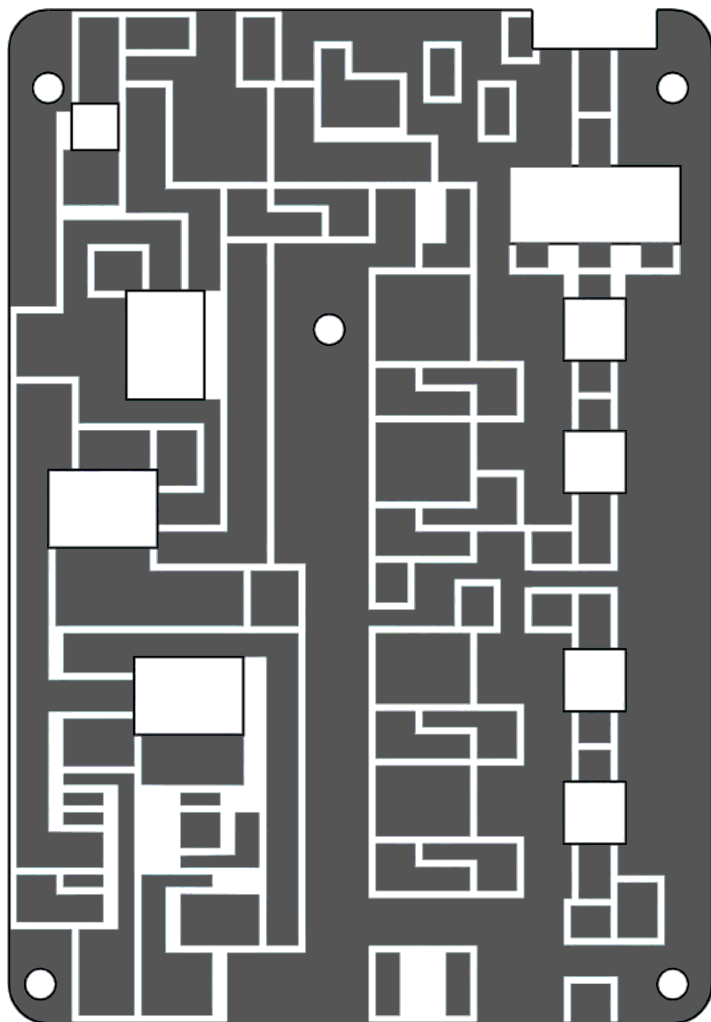


Рис. 11.36. Чертеж печатной платы усилителя

платы с расположением элементов, на рис. 11.38 — фотография внешнего вида усилителя.

Усилитель содержит: четыре предварительных каскада на транзисторах VT2, VT5, VT7, VT9, включенных по схеме с общим эмиттером; выходной каскад на транзисторе VT12, включенном по схеме со сложением напряжений; управляемый стабилизатор напряжения на микросхеме DA1 и транзисторе VT4; два неуправляемых стабилизатора напряжений на транзисторах VT10 и VT13; схе-

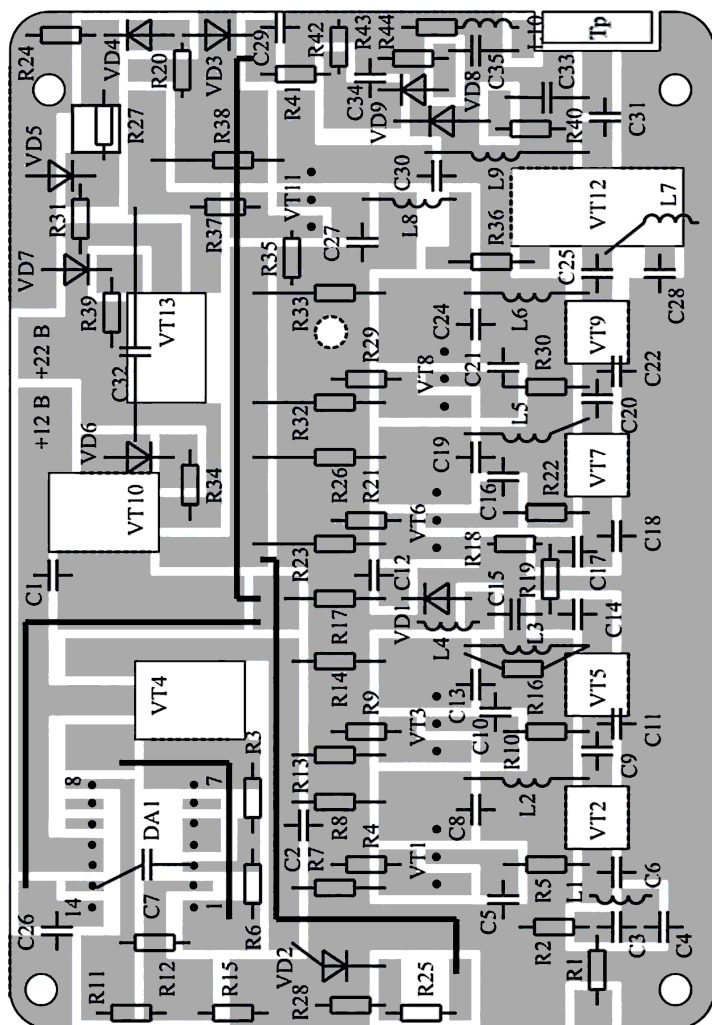


Рис. 11.37. Расположение элементов на плате

му защиты от перегрузки по входу на диоде VD1; схему защиты от рассогласования по выходу на диодах VD8 и VD9; термозащиту на терморезисторе R27.

Все усилительные каскады работают в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой с токами покоя транзисторов VT2, VT5, VT7, VT9, VT12 равными 0,2; 0,3; 0,4; 0,7; 0,7 А соответственно. Стабилизация токов покоя каскадов достигается благодаря применению схемы активной коллекторной термостабилизации. Уста-

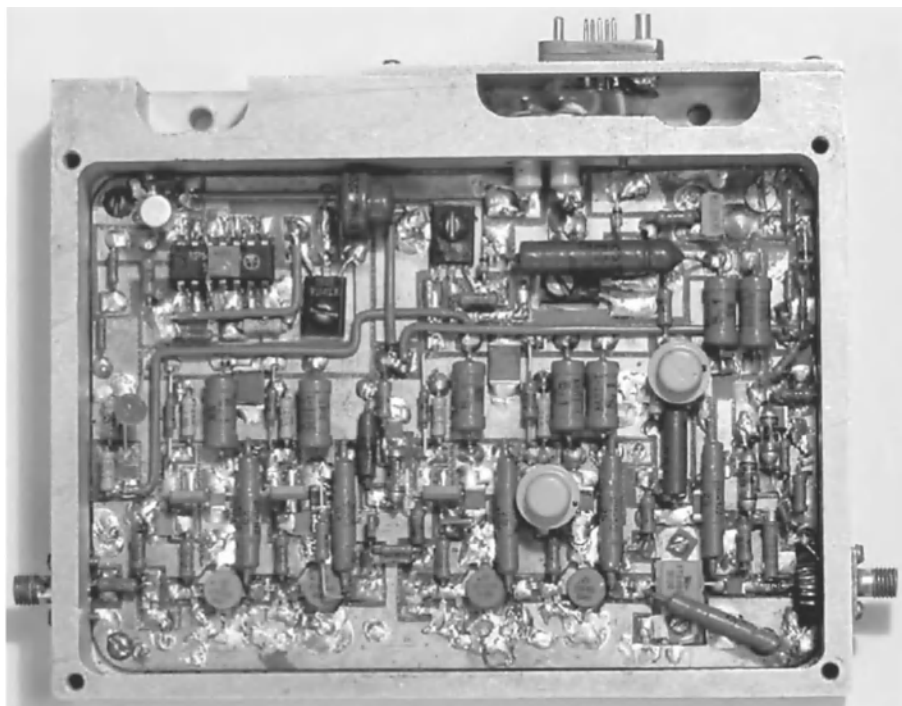


Рис. 11.38. Фотография внешнего вида усилителя

новка заданных токов покоя осуществляется подбором номиналов резисторов R7, R13, R23, R32, R37. Увеличение номиналов этих резисторов приводит к увеличению токов потребления, и наоборот.

В первом каскаде усилителя применена корректирующая цепь пятого порядка, при этом одним из элементов корректирующей цепи является индуктивная составляющая входного импеданса транзистора. Указанная цепь обладает большой степенью свободы и используется для подстройки АЧХ усилителя после его покаскадной настройки. В промежуточных каскадах использованы корректирующие цепи третьего порядка.

Выходной каскад на транзисторе КТ948Б выполнен по схеме с общей базой с коэффициентом усиления по напряжению, равным 2,5. Заданный коэффициент усиления устанавливается соответствующим выбором емкости конденсатора С28 (см. раздел 6.3).

Управляемый стабилизатор напряжения на микросхеме DA1 и транзисторе VT4 используется для осуществления автоматической регулировки усиления усилителя при срабатывании одной из схем защиты. При превышении входным воздействием номинального

уровня напряжения с детектора на диоде VD1 попадая на управляющий электрод микросхемы DA1 приводит к уменьшению напряжения питания первых двух каскадов. Это ведет к уменьшению общего коэффициента усиления усилителя и двухстороннему ограничению усиленного сигнала в этих каскадах. Уровень срабатывания схемы защиты от перегрузки по входу устанавливается выбором номинала резистора R17. Загорание светодиода VD2 в этом случае свидетельствует о перегрузке усилителя по входу.

Схема защиты от рассогласования по выходу препятствует выгоранию выходных транзисторов VT9 и VT12 при работе на несогласованную нагрузку и состоит из датчика выходного напряжения на диоде VD8 и датчика выходного тока на диоде VD9 и трансформаторе Тр (см. раздел 10.1). Датчик выходного тока работает следующим образом. При протекании выходного высокочастотного тока в магнитопроводящем сердечнике трансформатора образуется высокочастотное магнитное поле, в результате чего на концах однослойной обмотки, выполненной из провода навитого на сердечник, наводится высокочастотная ЭДС, пропорциональная протекающему высокочастотному току. Напряжение, снимаемое с обмотки, детектируется детектором на диоде VD9. Однослойная обмотка, при этом, содержит 5...7 витков провода диаметром 0,5...0,8 мм. В качестве магнитопроводящего сердечника использовано ферритовое кольцо M100HH K10×6×3. Цепь, состоящая из элементов L10 и R44, служит для выравнивания коэффициента передачи датчика выходного тока в полосе рабочих частот усилителя. При работе на нагрузку 50 Ом датчики выходного напряжения и выходного тока выдают одинаковые управляющие напряжения, пропорциональные уровню выходного сигнала.

При работе на нагрузку более 50 Ом, сигнал управления формируется датчиком выходного напряжения. При работе на нагрузку менее 50 Ом, сигнал управления формируется датчиком выходного тока. В результате использование рассматриваемой системы защиты позволяет при работе на высокоомную нагрузку реализовать максимальное выходное напряжение равное максимальному напряжению, развиваемому усилителем на нагрузке 50 Ом. При работе на низкоомную нагрузку, максимальный ток в нагрузке равен максимальному току, отдаваемому усилителем в нагрузку 50 Ом. Уровень срабатывания схемы защиты от рассогласования по выходу устанавливается выбором номинала резистора R41.

Срабатывание схемы термозащиты при перегреве усилителя приводит к уменьшению до нуля напряжения питания входных каскадов и загоранию светодиода VD2. В этом случае светодиод VD2 будет гореть и при отключении генератора усиленных сиг-

налов от входа усилителя. В такой ситуации необходимо убрать питающие напряжения и установить каскету усилителя на радиатор. Температура срабатывания схемы термозащиты устанавливается выбором номинала резистора R24.

Управляемый стабилизатор напряжения на микросхеме DA1 и транзисторе VT4, и два неуправляемых стабилизатора напряжений на транзисторах VT10 и VT13 обеспечивают сохранение неизменными технические характеристики усилителя при его работе от аккумуляторных батарей, напряжение которых в процессе эксплуатации изменяется в пределах +12...20 В и +22...30 В. Подача напряжений питания усилителя через проходные конденсаторы, как это видно на фотографии (рис. 11.38), исключает возможность прохождения усиленного сигнала по цепям питания в маломощные каскады системы связи, в которой используется рассматриваемый усилитель.

Печатная плата (рис. 11.36) размером 130 × 90 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2 мм. Пунктирными линиями на рис. 11.37 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью медной фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Все транзисторы усилителя крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Транзисторы стабилизаторов напряжений VT4, VT10, VT13 при этом укрепляются на основании с использованием слюдяных прокладок намазанных теплопроводной пастой. Это необходимо для изоляции их коллекторов от общей шины при одновременном сохранении хорошей теплоотдачи. Особо следует остановиться на креплении транзистора VT12. Транзистор KT948Б предназначен для работы с заземленной базой. Однако в данном случае между базой и общей шиной включен конденсатор C28, конструктивно образуемый основанием усилителя и корпусом транзистора KT948Б. Для отвода тепла от транзистора между ним и основанием устанавливается керамическая подложка толщиной 1 мм. Крепление транзистора VT12 осуществляется с помощью винтов, на которые надеты изолирующие шайбы и кембрики. Перед ввертыванием крепежных винтов под них подкладываются полоски медной фольги с отверстиями для винтов. К этим полоскам в дальнейшем припаивается резистор R36 (см. рис. 11.38) и дополнительные конденсаторы, входящие в состав конденсатора C28 и обеспечивающие настройку усилителя на максимальную выходную мощность. При сборке усилителя следует минимизировать длину цепи, связывающей коллектор транзи-

стора VT9 с эмиттером транзистора VT12. Это обусловлено тем, что наличие индуктивной составляющей указанной цепи приводит к неполному сложению сигнальных напряжений, отдаваемых двумя выходными транзисторами VT9 и VT12. В этом случае потери выходной мощности в области верхних частот полосы пропускания усилителя могут достигать значительной величины.

Настройка усилителя состоит из следующих этапов.

Вначале с помощью резистора R6 устанавливается выходное напряжение стабилизатора, питающего входные каскады равным 10 В. Подбором номиналов резисторов R7, R13, R23, R32, R37 устанавливаются токи покоя транзисторов VT2, VT5, VT7, VT9, VT12 на 20...30 % меньше заданных. Затем в режиме малого сигнала производится покаскадная настройка АЧХ усилителя. Для этого в качестве нагрузки транзистора VT2 через разделительный конденсатор подключается резистор 50 Ом. Подбором емкости конденсатора C4 достигается равномерная АЧХ каскада в области нижних и средних частот полосы пропускания. Подбором емкости конденсатора C6 достигается выравнивание АЧХ в области верхних частот полосы пропускания. Если этого не удастся достичь, следует уменьшить величину конденсатора C3 и повторить настройку. Далее к первому каскаду подключается второй и с помощью конденсатора C11 выравнивается АЧХ двух каскадов, и так далее. После этого осуществляется подстройка АЧХ всего усилителя с помощью входной корректирующей цепи.

После формирования АЧХ усилителя в режиме малого сигнала проверяется максимальный уровень его выходной мощности в полосе рабочих частот. Введением дополнительного конденсатора, входящего в состав конденсатор C28, следует добиться выравнивания максимального уровня выходной мощности усилителя в полосе рабочих частот. И, наконец, варьируя токами покоя транзисторов усилителя необходимо найти значения указанных токов, при которых усилитель отдаст в нагрузку максимальную мощность.

Далее осуществляется настройка схем защиты. В режиме максимальной выходной мощности подбирается номинал резистора R17, при котором незначительное увеличение входного сигнала будет приводить к загоранию светодиода VD2, что соответствует срабатыванию защиты от перегрузки по входу. Не впаивая резистор R41 по отдельности, изменением номиналов элементов C33, R40 и L10, R44, настраиваются датчики выходного напряжения и выходного тока таким образом, чтобы при работе на нагрузку 50 Ом они выдавали одинаковые управляющие напряжения, пропорциональные уровню выходного сигнала. Затем подбирается номинал резистора R41, при котором в режиме максимальной вы-

ходной мощности усилителя начинается слабое свечение светодиода VD2. И, наконец, выбором номинала резистора R24 устанавливается температура срабатывания схемы термозащиты.

11.12. Усилитель диапазона 4...240 МГц мощностью 12 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	4...240 МГц
коэффициент усиления	$34 \pm 1,5$ дБ
выходная мощность, не менее	12 Вт
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
напряжение питания	24 В
потребляемый ток	3,7 А
габаритные размеры корпуса усилителя	$135 \times 100 \times 35$ мм

При построении перестраиваемых генераторов напряжений, систем линсйной и нелинсйной радиолокации, для проверки и настройки мощных передатчиков может быть полезен широкополосный усилитель с выходной мощностью 10...12 Вт и предназначенный для работы от генераторов стандартных сигналов с выходным напряжением 0,7 В. Принципиальная схема такого усилителя приведена на рис. 11.39. На рис. 11.40 чертеж печатной платы, на рис. 11.41 — чертеж платы с расположением элементов, а на рис. 11.42 — фотография внешнего вида усилителя.

Усилитель содержит три каскада усиления на транзисторах VT2, VT5, VT7, трансформатор импедансов Tr, стабилизатор напряжения на транзисторе VT3.

Все каскады усилителя работают в режиме с фиксированной рабочей точкой со следующими токами покоя: транзистор VT2 — 0,4 А; VT5 — 0,8 А; VT7 — 2,5 А. Стабилизация токов покоя каскадов достигается благодаря применению активной коллекторной термостабилизации, а сами токи покоя устанавливаются подбором номиналов резисторов R4, R10 и R16. Увеличение номиналов этих резисторов приводит к увеличению токов потребления и наоборот.

Во всех каскадах усилителя, кроме окончного, использованы реактивные межкаскадные корректирующие цепи пятого порядка [128], где в качестве одного из элементов корректирующей цепи используется реактивная составляющая входного импеданса транзистора. В окончном каскаде использована корректирующая цепь третьего порядка.

Оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора, на которое он отдаст максимальную мощность, составляет едини-

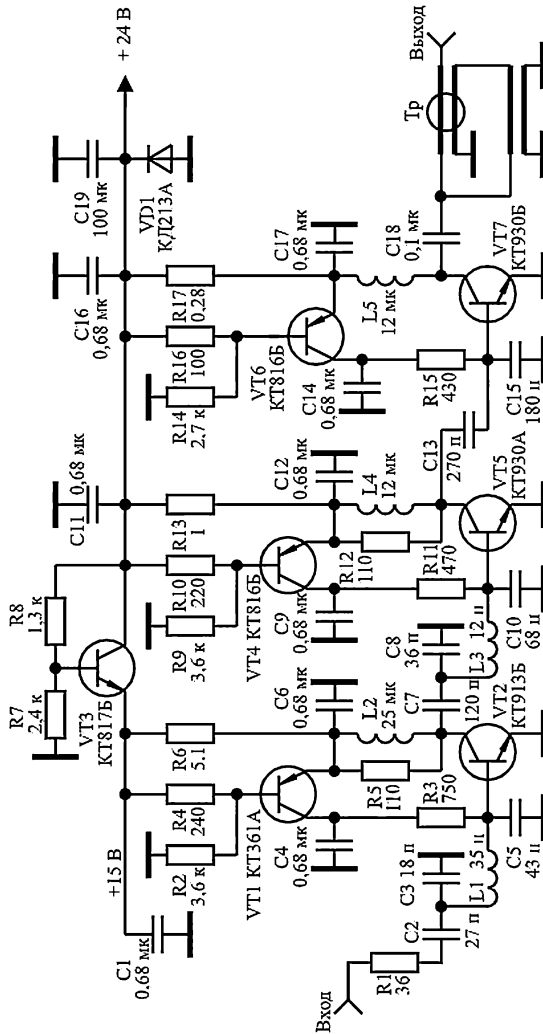


Рис. 11.39. Принципиальная схема усилителя диапазона 4...240 МГц мощностью 12 Вт

цы ом (см. раздел 3). Поэтому между выходным каскадом и нагрузкой усилителя включен трансформатор импедансов Tr с коэффициентом трансформации 1:4, выполненный на ферритовом сердечнике M2000НМ K20×10×5 с использованием длинных линий с волновым сопротивлением 25 Ом и длиной 15 см. Длинные линии трансформатора изготовлены из четырех скрученных проводов марки ПЭВ-2 диаметром 0,25...0,35 мм. Методика изготовления длинных линий описана в разделе 3. Затем от полученной

четырёхпроводной линии отрезается отрезок требуемой длины, и концы близлежащих проводов спаиваются между собой.

На фотографии (рис. 11.42) видно, что ферритовое кольцо с намотанной на него длинной линией укрепляется в корпусе усилителя с помощью двух стеклотекстолитовых квадратов, между которыми это кольцо устанавливается. Следует иметь ввиду, что перед намоткой длинной линии на ферритовое кольцо его необходимо обмотать каким либо изолятором, например таким, какой применяется при изготовлении силовых трансформаторов.

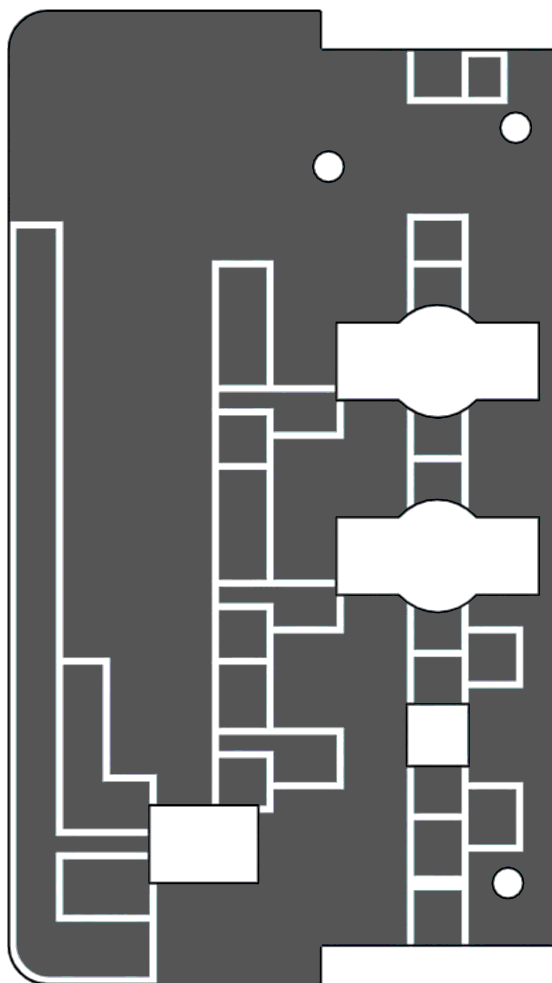


Рис. 11.40. Чертеж печатной платы усилителя

Транзистор VT3 стабилизатора напряжений укрепляется на основании с использованием слюдяной прокладки намазанной теплопроводной пастой. Это необходимо для изоляции коллектора транзистора VT3 от общей шины при одновременном сохранении его хорошей теплоотдачи. Транзисторы VT2, VT5, VT7 крепятся к основанию также с использованием теплопроводной пасты.

Печатная плата (рис. 11.40) размером 125 × 70 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм. Пунктирной линией на рис. 11.41 обозначены места

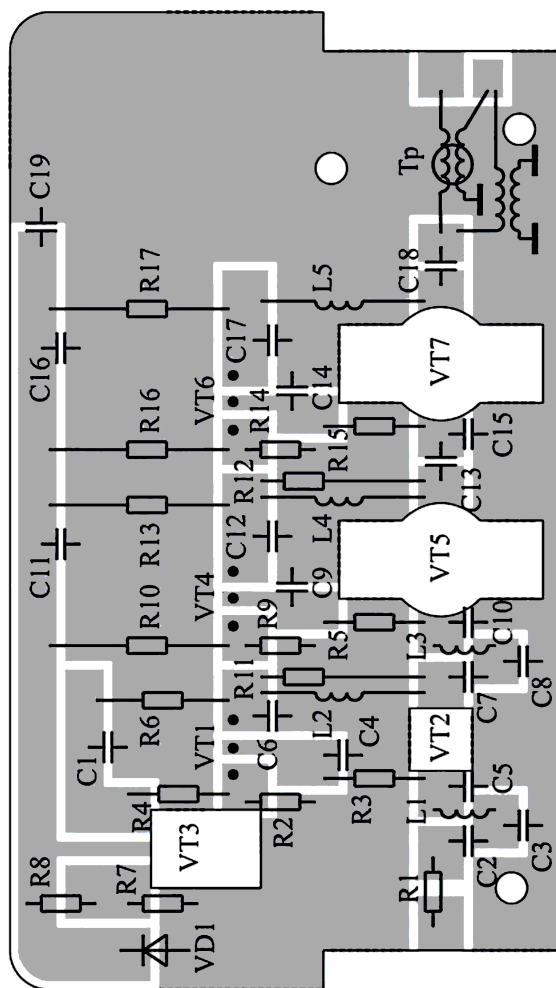


Рис. 11.41. Расположение элементов на плате

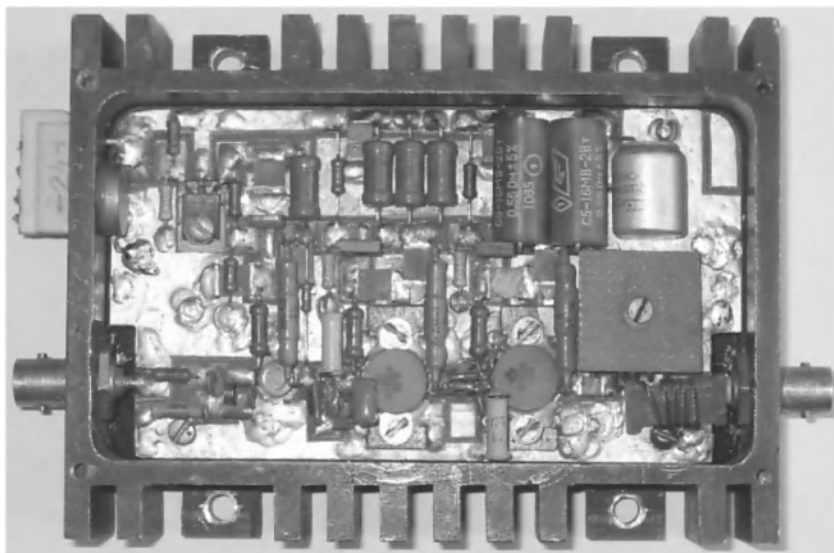


Рис. 11.42. Фотография внешнего вида усилителя

металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Настройка усилителя состоит из следующих этапов.

Вначале производится покаскадная настройка амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) усилителя. Для этого с помощью резисторов R4, R10 и R16 устанавливаются токи покоя транзисторов VT2, VT5, VT7. Затем в качестве нагрузки транзистора VT2 через разделительный конденсатор подключается резистор 50 Ом.

Подбором емкости конденсатора C3 достигается равномерная АЧХ каскада в области нижних и средних частот полосы пропускания. Подбором емкости конденсатора C5 достигается выравнивание АЧХ в области верхних частот полосы пропускания. Если этого не удастся достичь, следует уменьшить величину конденсатора C2. Далее к первому каскаду подключается второй и процесс настройки повторяется. В отличие от первых двух каскадов настройка выходного каскада производится при подключении нагрузки к выходу усилителя.

После формирования АЧХ усилителя в режиме малого сигнала минимизируются токи потребления его каскадов. Для этого в рабочей полосе частот находится точка, в которой выходная мощность усилителя минимальна. На этой частоте при выходной мощ-

ности 12 Вт уменьшаются токи потребления каскадов до величины, при которой начинается заметное уменьшение выходной мощности усилителя.

Мощность, потребляемая усилителем от источника питания, составляет около 90 Вт. Поэтому его необходимо устанавливать на радиатор с использованием принудительной вентиляции.

11.13. Усилитель диапазона 10...250 МГц мощностью 20 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	10...250 МГц
коэффициент усиления	35 ±1,5 дБ
выходная мощность, не менее	20 Вт
сопротивление генератора и нагрузки	75 Ом
напряжение питания	24 В
потребляемый ток в режиме молчания	2,2 А
потребляемый ток в режиме максимальной выходной мощности	7 А
габаритные размеры корпуса усилителя	190 × 130 × 30 мм

В настоящее время интенсивно развивается новая область техники — сверхширокополосные радиосистемы, в которых СУМ являются необходимым функциональным элементом.

В СУМ метрового диапазона традиционным является использование транзисторов в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой. Но в этом случае они используются по мощности на 55...65 %, а их КПД при усилении изменяющихся по амплитуде сигналов составляет несколько процентов. Повышение выходной мощности и КПД рассматриваемых усилителей возможно благодаря использованию автоматической регулировки потребляемого тока. Однако известные схемные решения построения СУМ с АРТ предназначены для работы на согласованную нагрузку, что значительно сокращает область применения таких усилителей и объясняет отсутствие информации об их разработке.

На основе функциональной схемы приведенной на рис. 10.10 разработан СУМ с повышенным КПД и максимальным уровнем выходной мощности 20 Вт, предназначенный для работы на несогласованную нагрузку.

Принципиальная схема СУМ с АРТ приведена на рис. 11.43 [129], на рис. 11.44 чертеж печатной платы, на рис. 11.45 — чертеж платы с расположением элементов, а на рис. 11.46 — фотография внешнего вида усилителя

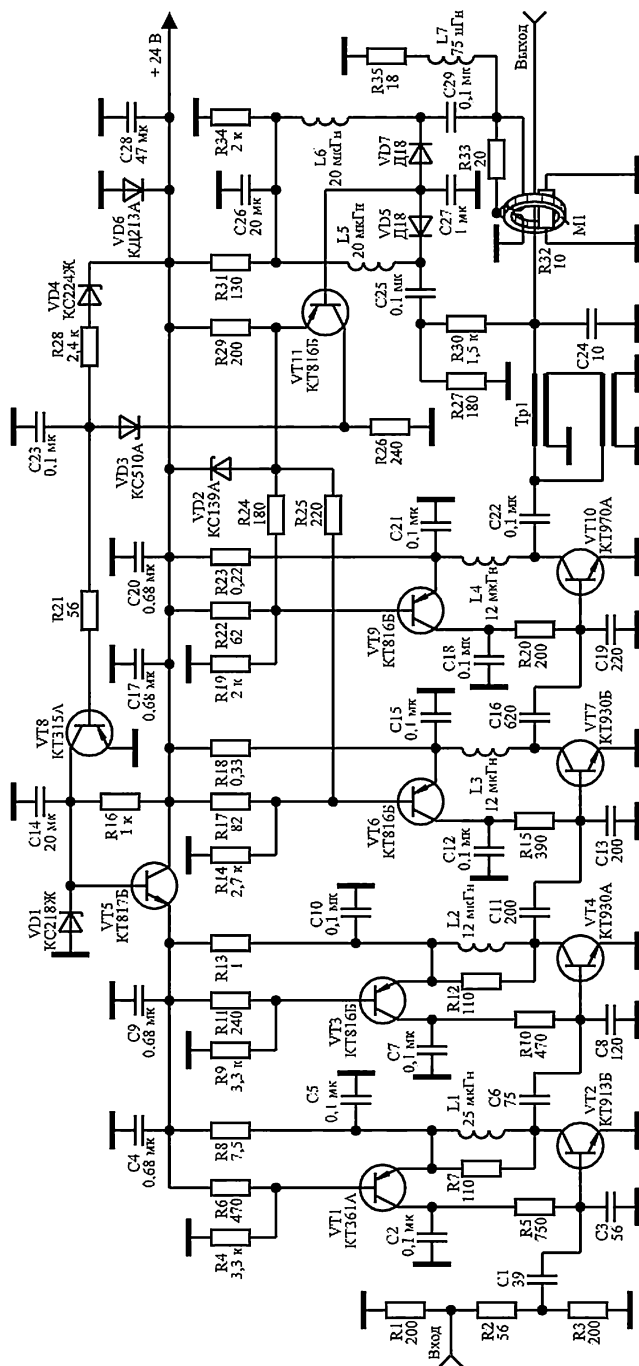


Рис. 11.43. Принципиальная схема усилителя мощности с защитой от перегрузок.

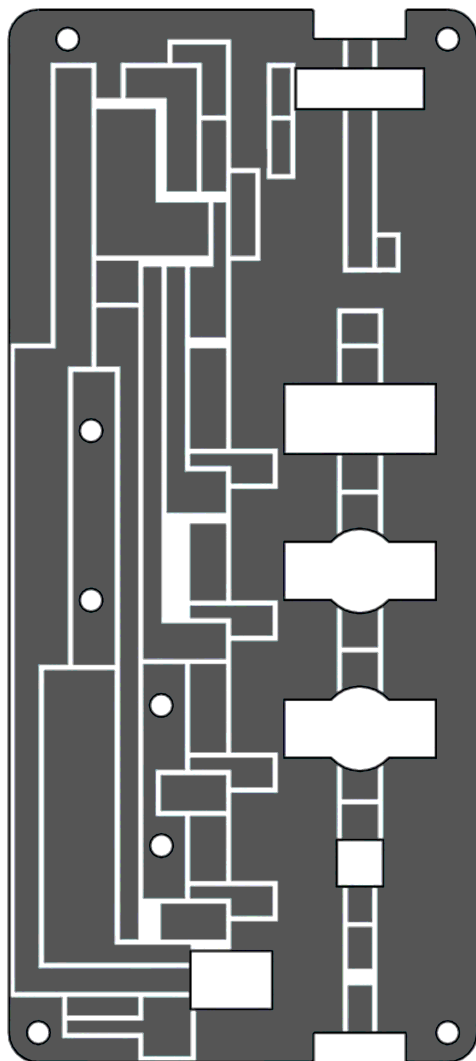


Рис. 11.44. Чертеж печатной платы СУМ с АРТ

Усилитель содержит четыре каскада усиления на транзисторах VT2, VT4, VT7, VT10, трансформатор импедансов Tr1, датчик выходного напряжения представляющий собой делитель на резисторах R28, R30 и детектор на диоде VD5, широкополосный датчик высокочастотного тока на сердечнике M1 и диоде VD7, схему управления током потребления на транзисторах VT6, VT9, VT11 и резисторах R24, R25, схему автоматической регулировки усиления

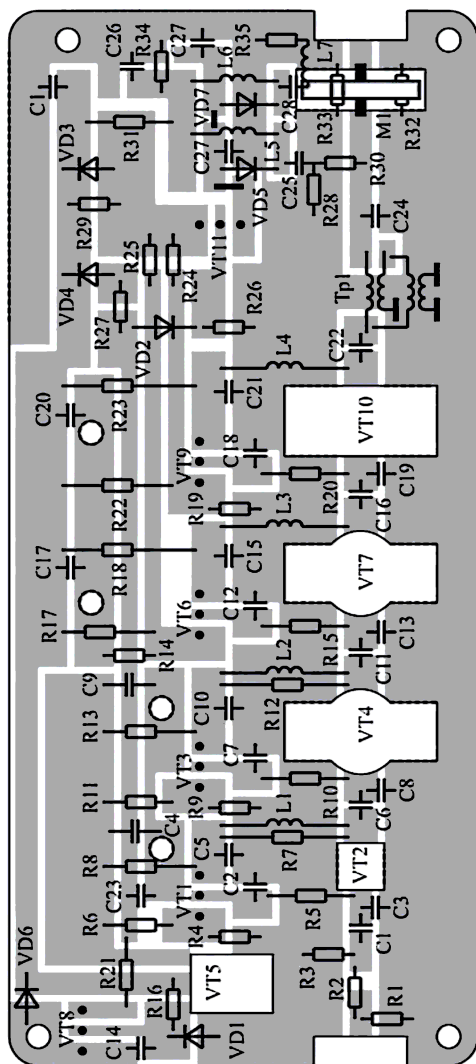


Рис. 11.45. Чертеж печатной платы с расположением элементов

с задержкой на транзисторах VT5, VT8, VT11 и стабилитроне VD2, схему защиты от превышения напряжением питания своего номинального значения на стабилитроне VD4.

Первые два каскада усиления работают в режиме с фиксированной рабочей точкой, с токами покоя транзисторов VT2, VT4 равными 0,2 и 0,6 А соответственно. Стабилизация токов покоя каскадов достигается за счет применения активной коллекторной

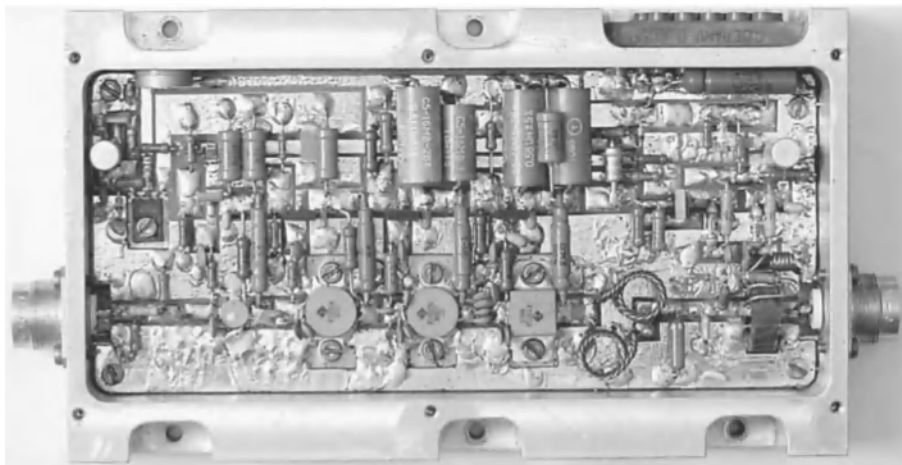


Рис. 11.46. Фотография внешнего вида усилителя

термостабилизации, а сами токи покоя устанавливаются подбором номиналов резисторов R6 и R11.

Выходной и предоконечный каскады усилителя работают в режиме с автоматической регулировкой потребляемого тока. Начальные токи потребления транзисторов VT7, VT10, равные 0,4 и 0,6 А, устанавливаются подбором номиналов резисторов R17 и R22, а максимальные значения токов потребления каждого из каскадов устанавливается подбором номиналов резисторов R24 и R25.

Линейность амплитудной характеристики СУМ с АРТ зависит от выбора области регулирования потребляемого тока и может быть значительно выше линейности СУМ с фиксированной рабочей точкой. Поэтому в процессе настройки начальные токи потребления транзисторов VT7, VT10 могут быть изменены.

Во всех каскадах усилителя использованы реактивные межкаскадные корректирующие цепи третьего порядка (см. раздел 4.3), где в качестве одного из элементов корректирующей цепи используется реактивная составляющая входного импеданса транзистора.

Оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора, на которое он отдает максимальную мощность, составляет единицы ом. Поэтому между выходным каскадом и нагрузкой усилителя включен трансформатор импедансов Tr1 с коэффициентом трансформации 1:4, выполненный на длинных линиях с волновым сопротивлением 37 Ом и длиной 12 см.

Работа системы регулирования потребляемого тока заключается в следующем. При работе на нагрузку 75 Ом датчики выходного

напряжения и выходного тока выдают одинаковые управляющие напряжения, пропорциональные уровню выходного сигнала. В исходном состоянии, при отсутствии входного воздействия, напряжения на базах транзисторов VT6, VT9 и эмиттере транзистора VT11 равны. С появлением выходного сигнала появляется управляющее напряжение, уменьшающее напряжение на эмиттере транзистора VT11. Это напряжение через резисторы R24 и R25 подается на базы транзисторов VT6, VT9 приводя к открыванию транзисторов VT7 и VT10. Достоинством такого способа управления токами потребления является исключение влияния детекторного эффекта на уровень выходной мощности СУМ при одновременной термостабилизации рабочих точек транзисторов VT7, VT10 в случае постоянной выходной мощности усилителя.

При работе на нагрузку более 75 Ом, сигнал управления формируется датчиком выходного напряжения и ток, потребляемый транзисторами VT7, VT10, пропорционален выходному напряжению. При работе на нагрузку менее 75 Ом, сигнал управления формируется датчиком выходного тока и ток, потребляемый транзисторами VT7, VT10, оказывается пропорциональным выходному току. В результате рассматриваемый усилитель отдаст в несогласованную нагрузку мощность, равную мощности отдаваемой усилителем с фиксированной рабочей точкой.

Экспериментальные исследования показывают, что, при неизменном уровне входного воздействия, сигнал управления, формируемый датчиками выходного напряжения и выходного тока, минимален при сопротивлении нагрузки 75 Ом и возрастает как при уменьшении, так и при увеличении сопротивления нагрузки. Поэтому для ограничения области регулирования потребляемого тока заданным верхним пределом, в схему введен стабилитрон VD3, ограничивающий неконтролируемое уменьшение напряжения на эмиттере транзистора VT11.

Для защиты усилителя от холостого хода и короткого замыкания нагрузки, а также от перегрузки по входу, сигнал управления с коллектора транзистора VT11 через стабилитрон VD2, подается на базу транзистора VT8. В исходном состоянии транзистор VT8 закрыт. При работе усилителя на 75-омную нагрузку и при выходном напряжении, не превышающем определенного значения ограниченного областью линейной работы транзистора VT10, напряжение на коллекторе транзистора VT11 оказывается меньше напряжения стабилизации стабилитрона VD2. При дальнейшем увеличении выходного напряжения, напряжение на коллекторе транзистора VT11 оказывается больше напряжения стабилизации стабилитрона

VD2, транзистор VT8 открывается, шунтируя стабилитрон VD1 и уменьшая напряжение на базе транзистора VT5. Это приводит к уменьшению напряжения питания входных каскадов и уменьшению, вследствие этого, их коэффициентов усиления. Таким образом, рассматриваемая схема управления является стандартной для автоматической регулировки усиления с задержкой. При работе на высокоомную нагрузку, максимальное напряжение, развиваемое усилителем на этой нагрузке, равно максимальному напряжению, развиваемому усилителем на стандартной 75-омной нагрузке. При работе на низкоомную нагрузку, максимальный ток, развиваемый усилителем в этой нагрузке, равен максимальному току, развиваемому усилителем в стандартной 75-омной нагрузке.

Защита от превышения напряжением питания своего номинального значения, выполненная на стабилитроне VD4, срабатывает при напряжении питания 25,5 В. Диод VD6 установлен для защиты транзисторов усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности питающего напряжения.

Печатная плата (рис. 11.44) размером 180 × 80 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм.

Пунктирной линией на рис. 11.45 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Четыре отверстия диаметром 2 мм на плате также предназначены для электрического соединения нижней и верхней части платы в этих местах. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Настройка усилителя состоит из следующих этапов.

Вначале производится покаскадная настройка амплитудно-частотной характеристики усилителя. Для этого с помощью резисторов R6, R11, R17, R22 устанавливаются токи покоя транзисторов VT2, VT4, VT7, VT10. Затем выход каскада на транзисторе VT2, через разделительный конденсатор, подключается к нагрузке. Подбором емкости конденсатора C1 достигается равномерная АЧХ каскада в области нижних и средних частот полосы пропускания. Подбором емкости конденсатора C3 достигается выравнивание АЧХ в области верхних частот полосы пропускания. Если этого не удастся достичь, следует уменьшить величину конденсатора C1 и заново подобрать конденсатор C3. Далее к первому каскаду подключается второй, и процесс настройки повторяется.

После формирования АЧХ усилителя в режиме малого сигнала, резисторы R17 и R22 заменяются на подстроечные и, при посте-

пенном увеличении входного воздействия, с помощью этих подстроечных резисторов определяются токи потребления транзисторов VT7 и VT10, при которых усилитель отдаст в нагрузку максимальную мощность в заданной полосе частот. Для транзисторов VT7 и VT10 эти токи равны около 2,5 и 3,5 А. В этом же режиме определяется номинальное значение выходной мощности усилителя, то есть такой уровень выходной мощности, при котором еще отсутствуют искажения обусловленные насыщением либо отсечкой коллекторных токов транзисторов.

При номинальном значении выходной мощности осуществляется настройка датчиков выходного напряжения и выходного тока, заключающаяся в выравнивании значений выдаваемых ими управляющих напряжений, что достигается с помощью резисторов R28, R33. Настройка производится при поочередном включении и выключении датчиков и измерении управляющих напряжений на эмиттере транзистора VT11. При необходимости производится коррекция частотных характеристик коэффициентов передачи датчиков с помощью цепочки из элементов R35, L7.

После настройки датчиков напряжения и тока, потенциометры в базовых цепях транзисторов VT6 и VT9 заменяются резисторами R17 и R22 и с помощью резистора R31 на эмиттере транзистора VT11 устанавливается напряжение равно напряжению на базах транзисторов VT6 и VT9. На места резисторов R24 и R25 включаются потенциометры, с помощью которых регулируется коэффициент передачи канала управления токами потребления транзисторов VT7 и VT10. При номинальном значении выходной мощности токи потребления транзисторов VT7 и VT10 с помощью потенциометров устанавливаются равными 2,5 и 3,5 А и потенциометры заменяются резисторами R24 и R25 соответствующих номиналов. В этом же режиме работы измеряется напряжение между шиной питания и эмиттером транзистора VT11 и между ними устанавливается стабилитрон VD3 с напряжением стабилизации равным измеренному значению.

При выходной мощности превышающей номинальное значение на 5...10 % измеряется напряжение на коллекторе транзистора VT11. После чего в схеме устанавливается стабилитрон VD2 с напряжением стабилизации равным измеренному значению. Затем осуществляется проверка работоспособности схемы защиты от перегрузки по входу и от холостого хода и короткого замыкания нагрузки.

При длительной работе усилителя его необходимо устанавливать на радиатор с использованием принудительной вентиляции.

11.14. Усилитель диапазона 0,15...230 МГц мощностью 35 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	0,15...230 МГц
коэффициент усиления.	45 ±2 дБ
выходная мощность, не менее	35 Вт
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
напряжение питания	24 В
потребляемый ток	16 А
габаритные размеры корпуса усилителя.	260 × 190 × 35 мм

Исследование и разработка акустооптических модуляторов лазерного излучения, использующих дифракцию света на звуке, связаны с применением сверхширокополосных усилителей мощности, возбуждающих внутри кристалла модулятора бегущую дифракционную решетку. Необходимый уровень выходной мощности таких усилителей составляет десятки ватт и их реализация невозможна без применения методов сложения мощности, отдаваемой несколькими усилительными элементами.

Функциональная схема СУМ приведена на рис. 11.47 [59] и разработана на основе использования схемных решений описанных в разделах 2.1, 4.3 и 7.1. Усилитель содержит входные каскады на транзисторах VT2 и VT4, резистивный делитель мощности; два канальных усилителя (рис. 11.48); сумматор на длинных линиях с развязанными входами, что позволяет настраивать канальные усилители независимо друг от друга и исключить их взаимное влияние на формирование результирующей АЧХ.

Сумматор выполнен с использованием ферритовых сердечников марки М2000НМ К29×12×6 и длинных линий с волновым сопротивлением 50 Ом, длиной 15 см. Линии получены из двух скрученных проводов марки ПЭВ-2 диаметром 0,47 мм, с шагом скрутки 3 мм.

Между выходами канальных усилителей и сумматором включены широкополосные трансформаторы, обеспечивающие условия работы выходных каскадов, при которых они отдают в нагрузку максимальную мощность. Трансформаторы, с коэффициентом трансформации 1 : 4, выполнены на сердечниках М2000НМ К29×12×6 и с использованием длинных линий с волновым сопротивлением 12 Ом и длиной 7 см. Линии получены из четырех скрученных проводов марки ПЭВ-2 диаметром 0,31 мм, с шагом скрутки 3,5 мм.

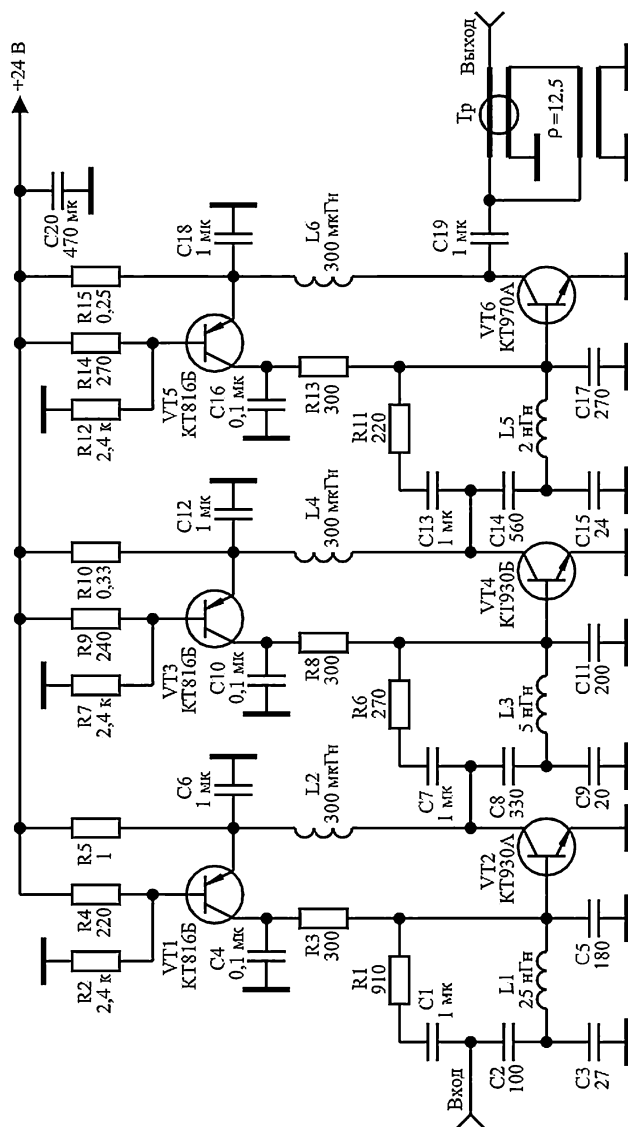


Рис. 11.48. Принципиальная схема канального усилителя

В СУМ использована активная коллекторная стабилизация токов покоя транзисторов усилителя. Канальные усилители настраиваются покаскадно, начиная с первого каскада. Методика настройки усилителей этого типа подробно описана в разделе 11.12.

Глава 12

Описания схемных решений и особенностей настройки полосовых усилителей мощности

В настоящем разделе приводятся описания различных схемных решений построения полосовых усилителей мощности ОВЧ и УВЧ-диапазонов. Основные технические характеристики рассматриваемых ниже усилителей приведены в таблице.

Таблица 12.1. Характеристики усилителей

№ усилителя	Выходная мощность, Вт	Коэффициент усиления, дБ	Полоса пропускания, МГц	Напряжение питания, В	Габариты, мм
1	3,8	30	0,5 октавы в полосе 20...1000	13...30	90 × 87 × 30
2	30	14	430...440	20...32	165 × 100 × 40
3	30	22	393...403	25...35	130 × 130 × 40
4	40	30	140...150	13,8	205 × 105 × 40
5	70	12	26...29	13,8	119 × 90 × 35
6	75	40	12 канал ТВ	24	190 × 180 × 35
7	75	12	142...148	13,8	135 × 95 × 30
8	100	13	143...174	13,8	275 × 130 × 70
9	120	20	5 канал ТВ	24	140 × 120 × 30
10	120	13	26...29	13,8	140 × 125 × 35
11	125	16	430...442	24	145 × 140 × 30
12	140	12	66... 73	13,8	235 × 180 × 40
13	145	37	140...150	24	220 × 190 × 30
14	150	22	3 канал ТВ	24	215 × 95 × 30
15	200	18	154...170	24	220 × 180 × 30

12.1. Перестраиваемый полосовой усилитель мощности диапазона 20...1000 МГц

Технические характеристики усилителя:

выходная мощность	3,8...5 Вт
полоса пропускания 0,5 октавы	
с центральной частотой в диапазоне	20...1000 МГц
неравномерность амплитудно-частотной характеристики . . .	$\pm 1,5$ дБ
коэффициент усиления, не менее	30 дБ
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
потребляемый ток в режиме молчания	0,4 А
максимальное значение потребляемого тока	1,1 А
напряжение питания	+13...30 В
габаритные размеры	90 × 87 × 30 мм

Полосовые усилители мощности являются неотъемлемой составной частью практически любой радиотехнической системы и во многом определяют ее параметры. Ниже описана конструкция и методика настройки полосового усилителя мощности, изменение рабочего диапазона частот которого сводится к перестройке выходного трансформатора сопротивлений, выполненного в виде полосового фильтра четвертого порядка. Такой подход позволил упростить и унифицировать задачу построения ряда полосовых усилителей мощности, перекрывающих диапазон частот 20...1000 МГц.

Задача построения линейки полосовых усилителей мощности перекрывающих диапазон частот несколько октав может быть решена различными способами. Наиболее удобным представляется использование унифицированного усилителя, настройка которого на любой из поддиапазонов сводилась бы к изменению минимального числа элементов схемы. Это возможно при построении полосовых усилителей мощности на основе мощного сверхширокополосного усилителя, выходной каскад которого переводится в режим работы с отсечкой. В этом случае изменение рабочего диапазона частот полосового усилителя будет заключаться в перестройке выходного трансформатора сопротивлений, обеспечивающего реализацию оптимального сопротивления нагрузки транзистора выходного каскада.

Рассматриваемая концепция построения полосовых усилителей мощности была использована при разработке широкополосного усилителя мощности диапазона 20...1000 МГц. Принципиальная схема широкополосного усилителя приведена на рис. 12.1. На рис. 12.2 приведена принципиальная схема перестраиваемого полосового усилителя мощности, в основу которого положена

схема широкополосного усилителя, показанного на рис. 12.1. На рис. 12.3 приведен чертеж печатной платы, позволяющей осуществлять монтаж и настройку широкополосного усилителя, а затем его перестройку в полосовой усилитель, схема которого дана на рис. 12.2.

На рис. 12.4 и 12.5 показано размещение элементов широкополосного усилителя (рис. 12.1) и полосового усилителя (рис. 12.2). На рис. 12.6 и 12.7 приведены фотографии настроенного широкополосного (рис. 12.1) и полосового усилителя (рис. 12.2).

Широкополосный усилитель мощности (рис. 12.1) содержит четыре каскада усиления на транзисторах VT2, VT4, VT6, VT8, включенных по схеме с общим эмиттером. Все каскады усилителя работают в режиме класса А с токами покоя транзисторов VT2, VT4, VT6, VT8 равными 0,08; 0,12; 0,2 и 0,3 А соответственно. Во всех каскадах использована схема активной коллекторной термостабилизации (см. раздел 2.1). Токи покоя транзисторов VT2, VT4, VT6, VT8 устанавливаются подбором номиналов резисторов R5, R10, R15, R20. Уменьшение указанных резисторов приводит к уменьшению токов покоя и наоборот. Во всех каскадах используются реактивные межкаскадные корректирующие цепи третьего порядка (см. раздел 4.3), где в качестве одного из элементов корректирующей цепи используется индуктивная составляющая входного сопротивления транзистора. В усилителе использованы безиндуктивные конденсаторы типа К10-42 в высокочастотном тракте и типа К10-17 в цепях фильтрации.

Настройка усилителя состоит из следующих этапов. Вначале с помощью резисторов R5, R10, R15, R20 устанавливаются токи покоя транзисторов VT2, VT4, VT6, VT8. Для этого указанные резисторы поочередно заменяются потенциометрами и по измерениям напряжений на резисторах R7, R12, R17, R22 устанавливаются требуемые токи покоя указанных транзисторов. Затем впаиваются все элементы высокочастотного тракта за исключением конденсаторов С13, С19 и С24. На рис. 12.4 конденсатор С8 не указан, так как в качестве С8 используется металлизированная площадка, к которой припаивается база транзистора VT4.

При включении усилителя без конденсаторов С13, С19 и С24 его амплитудно-частотная характеристика в режиме малого сигнала будет равномерна до частот 600...700 МГц с дальнейшим медленным спадом, составляющим на частоте 1000 МГц около 7...10 дБ. Подключением конденсаторов С13 и С19 следует выровнять амплитудно-частотную характеристику в области частот 700...1000 МГц.

Выходная смкость транзистора VT8 оказывается включенной параллельно нагрузке, что приводит к уменьшению максимально-

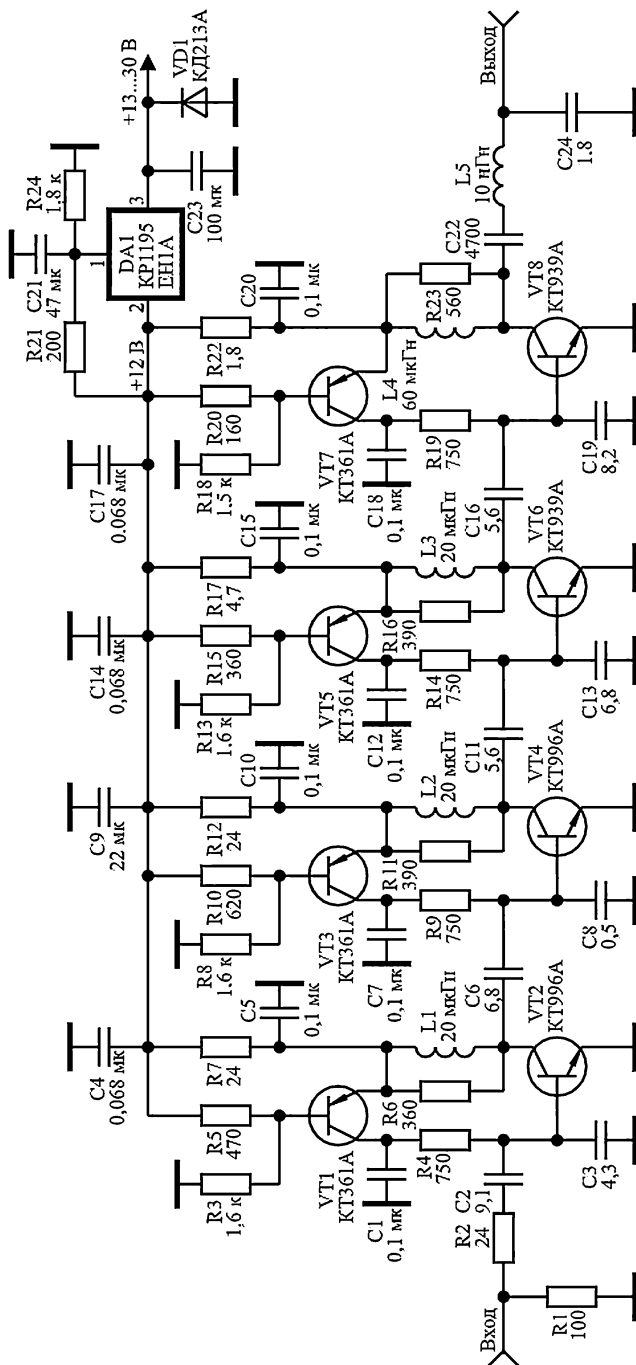


Рис. 12.1. Схема широкополосного усилителя мощности диапазона 20...1000 МГц

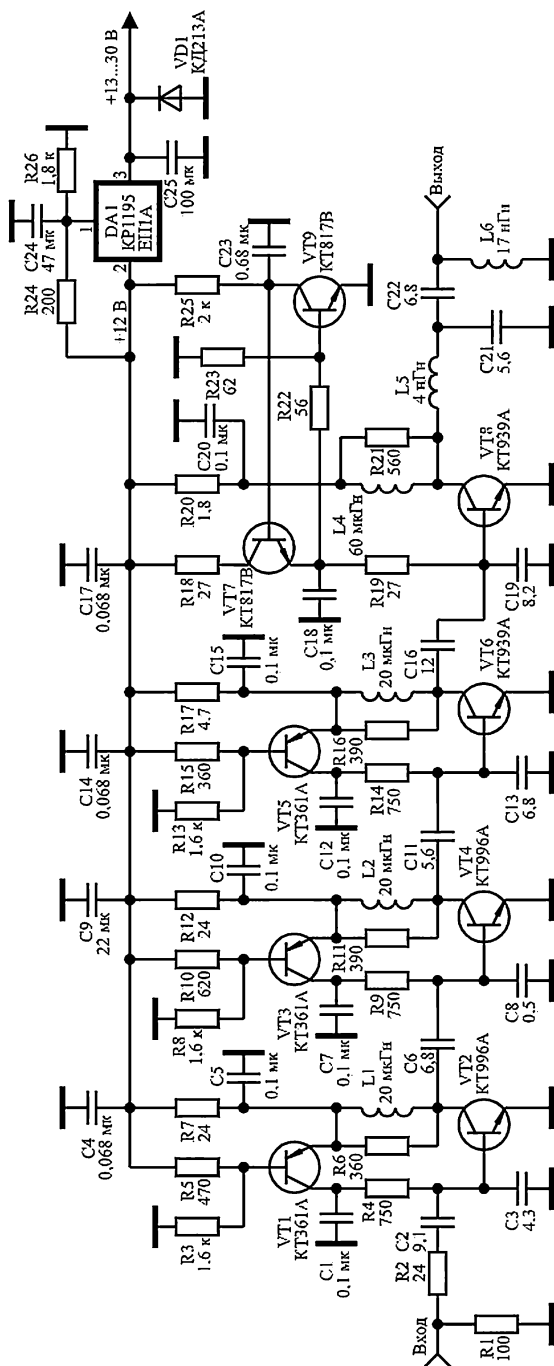


Рис. 12.2. Схема полосового усилителя мощности диапазона 700...1000 МГц

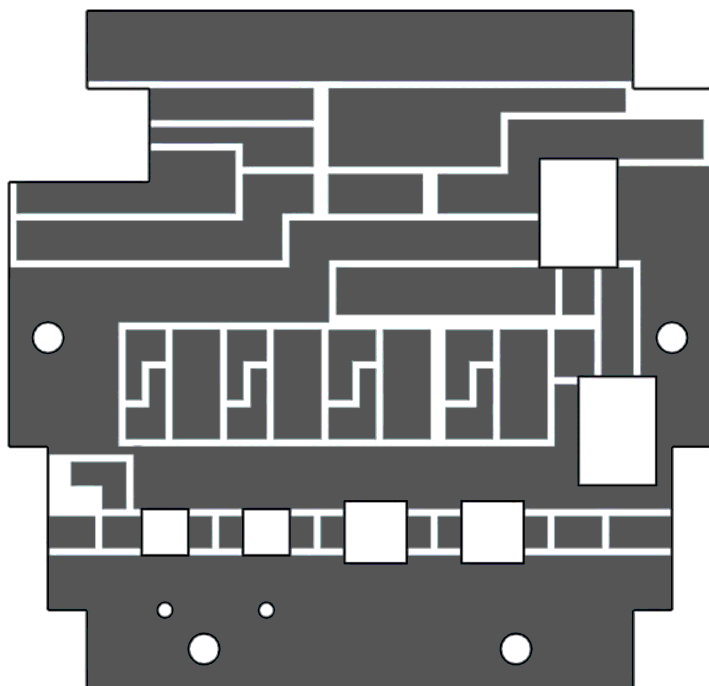


Рис. 12.3. Чертеж печатной платы унифицированного усилителя

го значения выходной мощности усилителя с ростом частоты. Для устранения указанного недостатка на выходе усилителя установлены элементы L5 и C24, образующие совместно с выходной емкостью транзистора VT8 фильтр нижних частот (см. раздел 3.1). Поэтому с помощью подключения и варьирования в небольших пределах значением емкости конденсатора C24 следует добиться выравнивания максимальной величины выходной мощности усилителя в верхней части рабочего диапазона частот.

Технические характеристики настроенного широкополосного усилителя:

выходная мощность	1...1,3 Вт
полоса рабочих частот	20...1000 МГц
коэффициент усиления	38 дБ
неравномерность амплитудно-частотной характеристики	$\pm 1,5$ дБ

Достоинством усилителя является высокая повторяемость характеристик, что важно при его тиражировании и перестройке в полосовые усилители мощности заданного частотного диапазона.

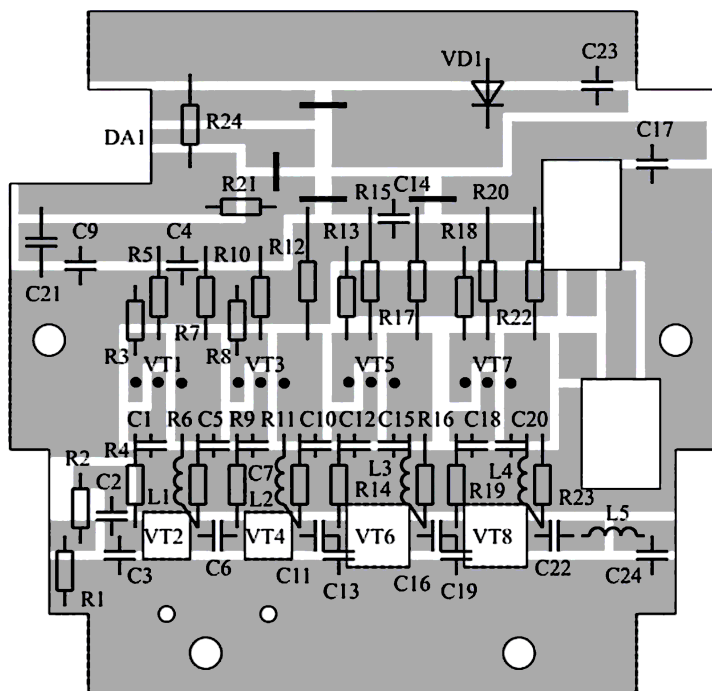


Рис. 12.4. Размещение элементов широкополосного усилителя на печатной плате

Перестройка широкополосного усилителя в полосовой усилитель состоит из следующих этапов. Из широкополосного усилителя (рис. 12.1) выпаиваются элементы схемы активной коллекторной термостабилизации выходного каскада R18, R19, R20, VT7 и устанавливаются элементы стабилизатора напряжения базового смещения (см. рис. 12.2, элементы R18, R19, R22, R23, R25, C23, VT7, VT9). Далее с помощью резистора R23 ток покоя транзистора VT8 устанавливается в пределах 20...60 мА. Методика расчета используемого стабилизатора напряжения базового смещения дана в разделе 2.2. Конденсатор C16 емкостью 5,6 пФ заменяется конденсатором емкостью 12 пФ. Это необходимо для облегчения режима работы предоконечного каскада, поскольку транзистор VT8 переводится в режим работы с отсечкой.

После включения усилителя его выходная мощность должна остаться неизменной, то есть около 1...1,3 Вт во всем рабочем диапазоне 20...1000 МГц. Для повышения выходной мощности усилителя из схемы (см. рис. 12.1) следует удалить элементы C22, C24,

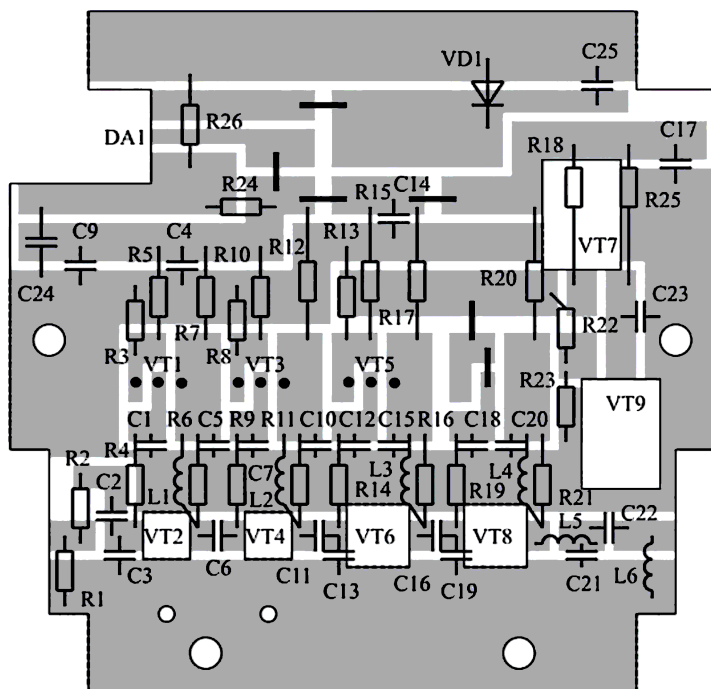


Рис. 12.5. Размещение элементов полосового усилителя на печатной плате

L_5 и на их место установить трансформатор сопротивлений (рис. 12.2, элементы L_5 , L_6 , C_{21} , C_{22}), обеспечивающий оптимизацию сопротивления нагрузки транзистора выходного каскада.

Значения элементов L_5 , L_6 , C_{21} , C_{22} на рис. 12.2 соответствуют трансформатору с коэффициентом трансформации равным 2,5 раза и относительной полосой пропускания $f_b/f_{н1} = 1,5$, где f_b и $f_{н1}$ верхняя и нижняя рабочие частоты трансформатора. То есть входное сопротивление трансформатора, при нагрузке равной 50 Ом, составляет 20 Ом, которое является оптимальным для транзистора КТ939А. Верхняя рабочая частота трансформатора равна 1000 МГц, нижняя — 660 МГц. Методика расчета рассматриваемого трансформатора подробно описана в разделе 3.3. Средняя частота рабочего диапазона трансформатора равна: $(1000 + 660)/2 = 830$ МГц. Значения элементов трансформатора для другой средней частоты f_{cp} рабочего диапазона могут быть рассчитаны из соотношений: $L_5[\text{нГн}] = 4 \cdot 830/f_{cp}[\text{МГц}]$; $L_6[\text{нГн}] = 17 \cdot 830/f_{cp}[\text{МГц}]$; $C_{21}[\text{пФ}] = 5,6 \cdot 830/f_{cp}[\text{МГц}]$; $C_{22}[\text{пФ}] = 6,8 \cdot 830/f_{cp}[\text{МГц}]$.

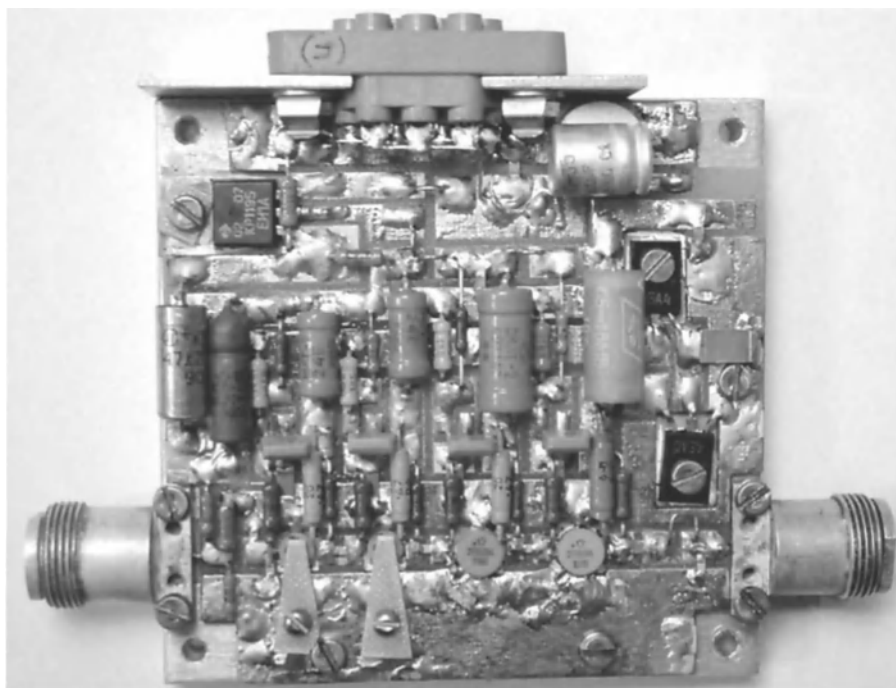


Рис. 12.6. Фотография широкополосного усилителя мощности

Например, для $f_{\text{ср}} = 125$ МГц значения элементов трансформатора равны: $L5 = 26,6$ нГн; $L6 = 113$ нГн; $C21 = 37$ пФ; $C22 = 45$ пФ, а верхняя и нижняя рабочие частоты 150 и 100 МГц соответственно.

После установки трансформатора сопротивлений выходная мощность разрабатываемого полосового усилителя в диапазоне рабочих частот трансформатора увеличивается до 3,8...5 Вт.

Полосовые усилители мощности, описываемые в статье, предназначены для работы в составе нелинейного локатора [102], где не требуется сильное подавление высших гармонических составляющих в спектре выходного сигнала. В противном случае между выходом полосового усилителя и нагрузкой следует устанавливать фильтры нижних частот, методика расчета которых дана в разделе 3.4.

Печатная плата унифицированного усилителя (рис. 12.3) размером 90×87 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 1,5...2 мм. Пунктирными линиями на рис. 12.4 обозначены места металлизации торцов, что может

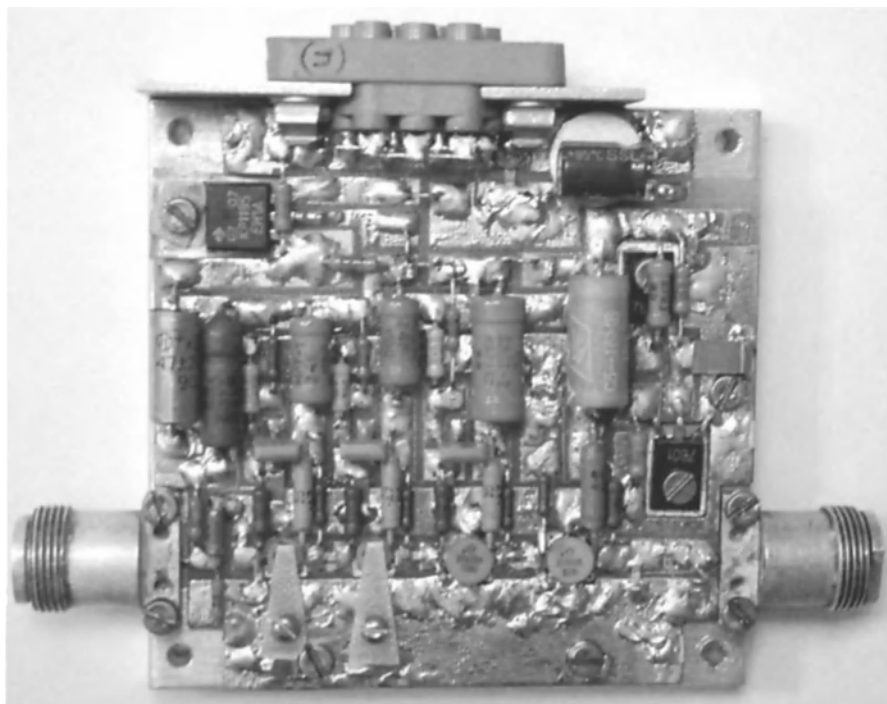


Рис. 12.7. Фотография полосового усилителя мощности

быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаяется к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Основание усилителя выполнено из дюралюминия толщиной 10 мм и при длительной его эксплуатации устанавливается на небольшой радиатор. Для этого по краям основания предусмотрены крепежные отверстия (см. рис. 12.6 и 12.7).

Все транзисторы усилителя крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Для улучшения теплового контакта транзисторов VT2 и VT4 с основанием усилителя они прижаты к основанию стеклотекстолитовыми пластинами (рис. 12.6 и 12.7). При креплении транзисторов VT7 и VT9 также используется теплопроводящая паста. Однако между транзисторами и основанием следует устанавливать слюдяную прокладку и перед настройкой усилителя с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами транзисторов и земляной шиной.

12.2. Усилитель диапазона 430...440 МГц мощностью 30 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	430...440 МГц
выходная мощность, не менее	30 Вт
коэффициент усиления	14 ±1 дБ
сопротивление генератора и нагрузки	75 Ом
напряжение питания	20...32 В
потребляемый ток в режиме молчания	0,02 А
максимальное значение потребляемого тока	3,5 А
при коротком замыкании или отключении нагрузки потребляемый ток уменьшается до	0,2...0,5 А
габаритные размеры корпуса	165 × 100 × 40 мм

Полосовые усилители мощности диапазона 400...460 МГц используются в радиолокации, системах подвижной, стационарной, любительской радиосвязи. Одним из основных требований к таким усилителям является способность их адаптации к неблагоприятным внешним воздействиям, а именно сохранение работоспособности при работе на несогласованную нагрузку, перегрузке по входу, перегреве, изменении величины питающего напряжения.

На рис. 12.8 приведена принципиальная схема усилителя мощности, обладающего перечисленными выше свойствами [130]. На рис. 12.9 приведен чертёж печатной платы усилителя, на рис. 12.10 показано расположение элементов, на рис. 12.11 — фотография внешнего вида усилителя.

Усилитель содержит два усилительных каскада; стабилизатор напряжения питания, стабилизатор базового смещения; трансформатор сопротивлений; два направленных ответвителя; фильтр нижних частот; схемы защиты от перегрузки по входу, от рассогласования по выходу, термозащиту.

На входе усилителя включен делитель напряжения на резисторах R4 и R6, обеспечивающий согласование входа усилителя с сопротивлением генератора.

Стабилизатор напряжения на микросхеме DA1 и транзисторе VT2 выдаст стабильное напряжение питания усилителя равно +18 В при изменении напряжения источника питания в пределах 20...32 В. Установка напряжения питания усилителя на заданное значение осуществляется резистором R5.

Схема защиты усилителя от перегрузки по входу собрана на диоде VD1 и транзисторе VT1. При подаче на вход усилителя сигналов с амплитудой больше номинального значения детектор на ди-

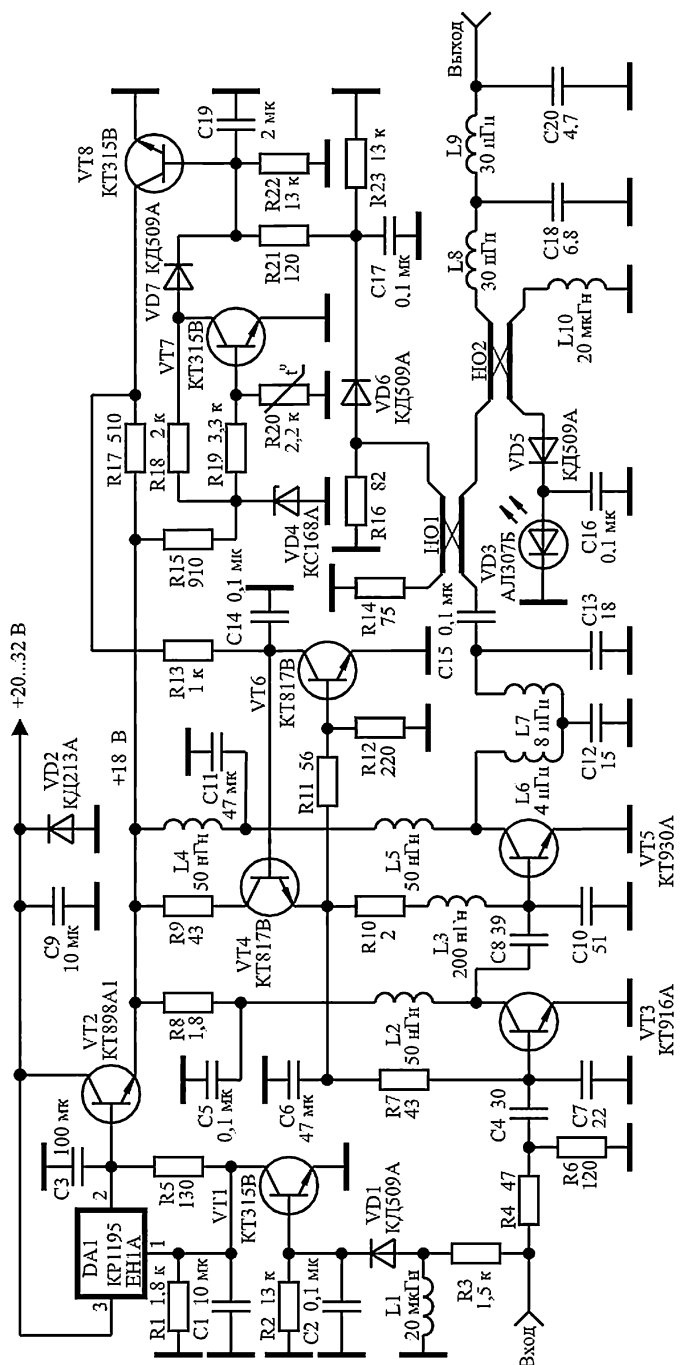


Рис. 12.8. Принципиальная схема усилителя мощности диапазона 400...460 МГц

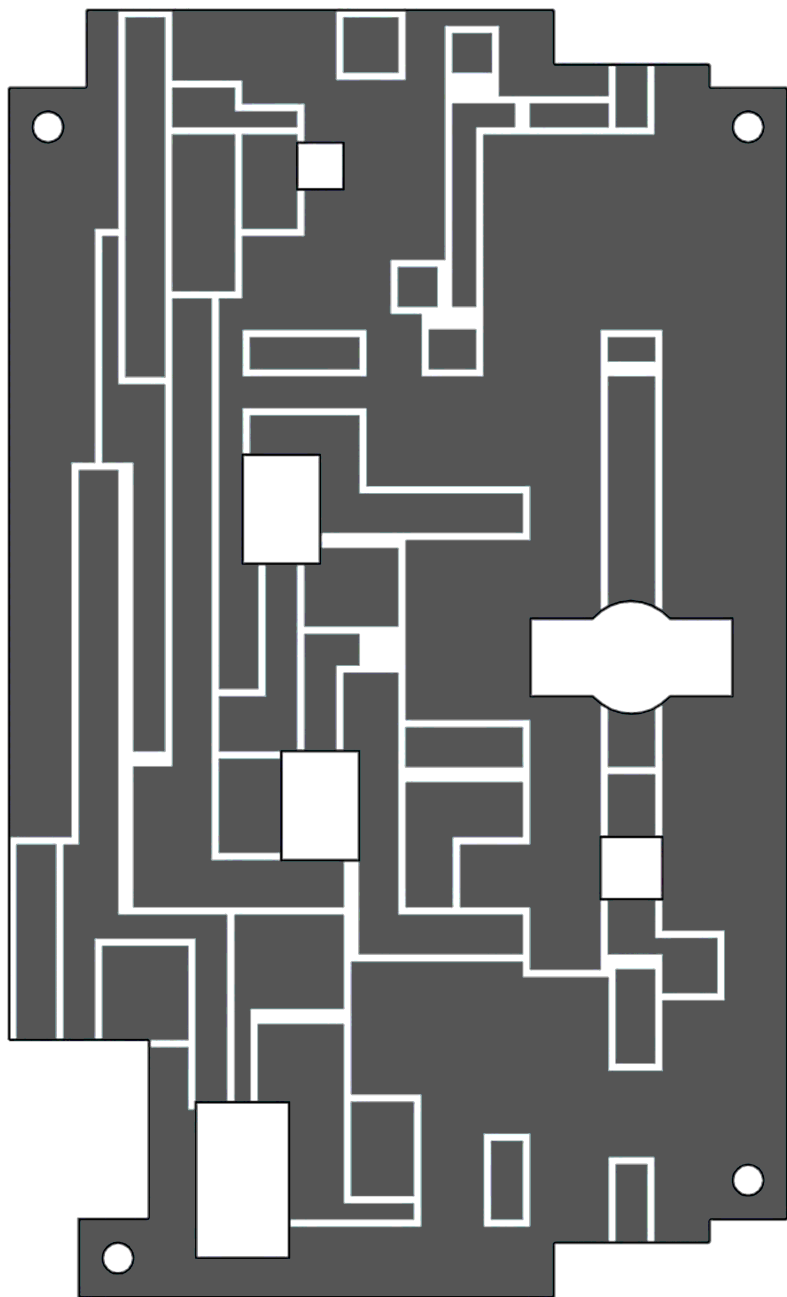


Рис. 12.9. Чертеж печатной платы усилителя

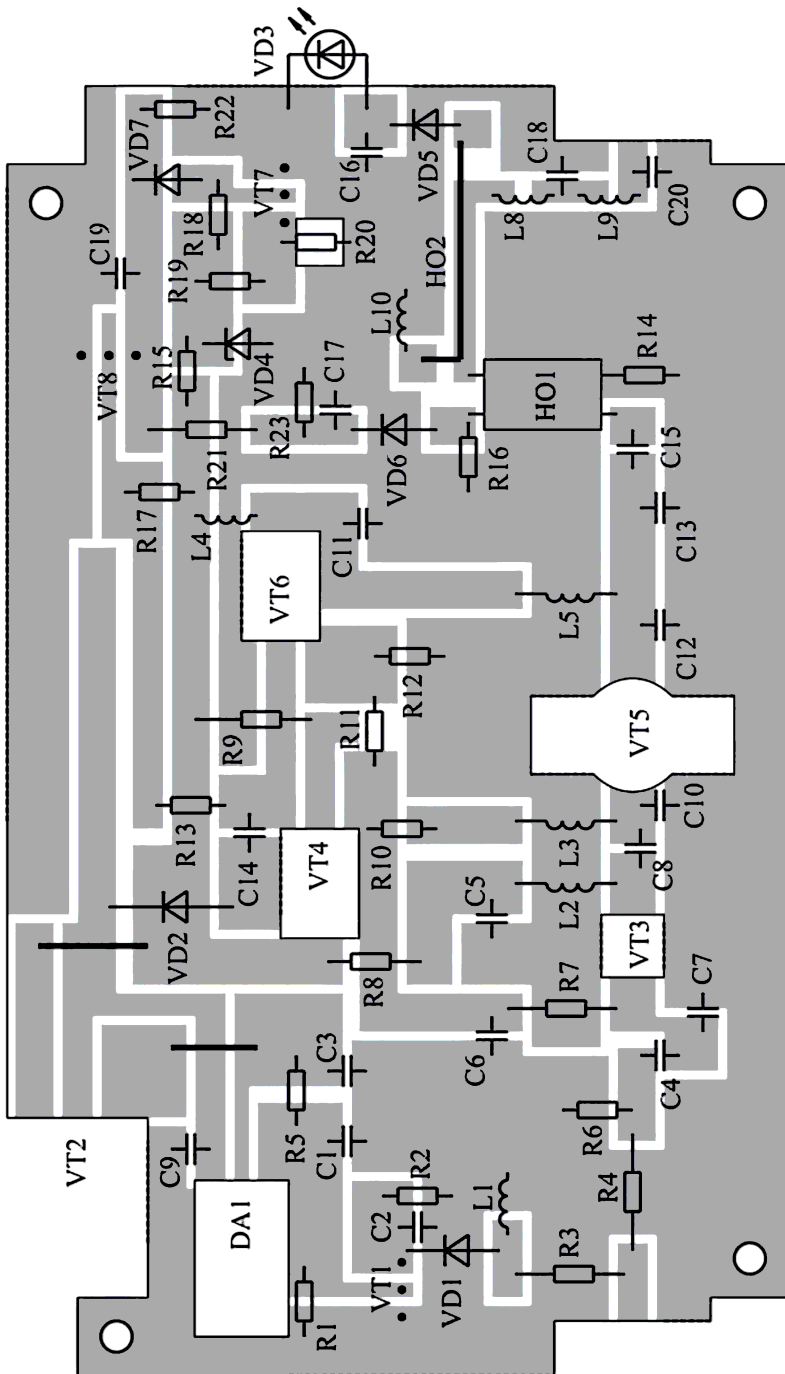


Рис. 12.10. Чертеж печатной платы с расположением элементов

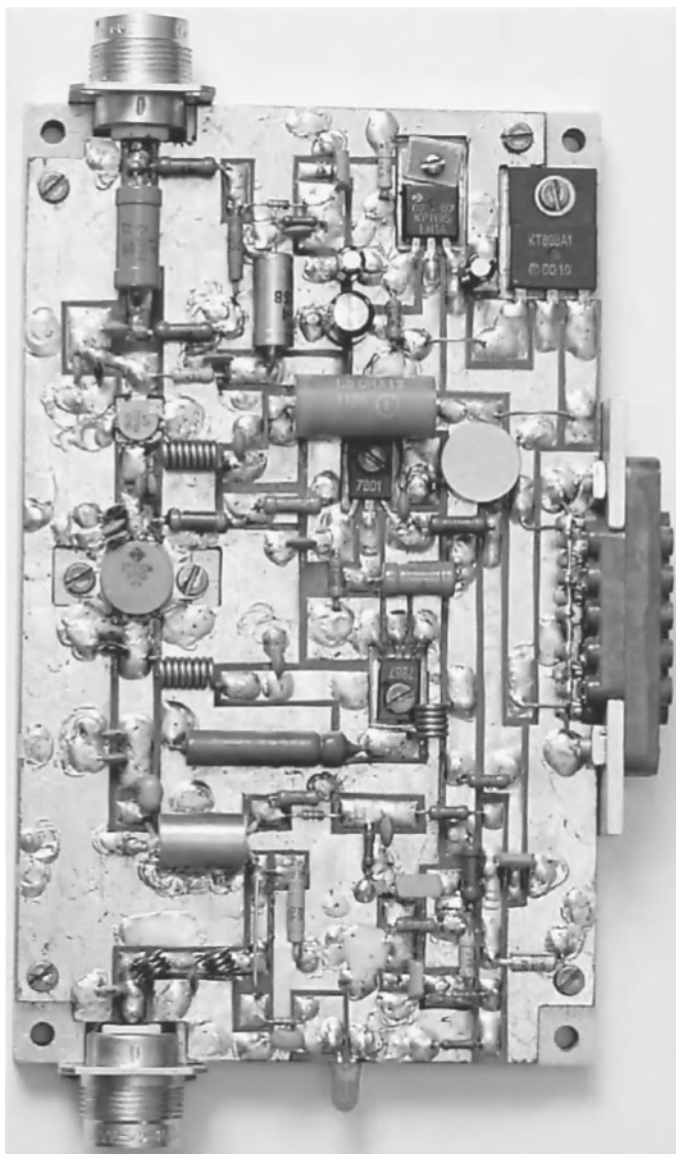


Рис. 12.11. Фотография внешнего вида усилителя

оде VD1 открывает транзистор VT1, что приводит к заземлению первой ножки микросхемы DA1 и падению напряжения питания усилителя до 1...2 В. Порог срабатывания защиты по входу устанавливается выбором номинала резистора R3.

Стабилизатор напряжения базового смещения на транзисторах VT4 и VT6 используется для стабилизации угла отсечки транзисторов VT3 и VT5 усилителя при изменении уровня усиливаемого сигнала и температуры основания усилителя, на котором устанавливаются эти транзисторы. Кроме того, применение стабилизатора напряжения базового смещения позволяет осуществлять линсирование начального участка амплитудной характеристики разрабатываемого усилителя (см. раздел 8.1).

Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора R12. При отсутствии резистора R12 коллекторные токи каждого из транзисторов VT3 и VT5 составляют 10...40 мА. При подключении R12 напряжение на базе транзистора VT6 уменьшается и его выходное сопротивление по постоянному току растет, что приводит к увеличению базового смещения транзисторов VT3, VT5 и увеличению их коллекторных токов.

Стабилизатор напряжения базового смещения используется также в качестве элемента управления коэффициентом усиления усилителя. При срабатывании защиты от рассогласования по выходу и термозащиты происходит открывание транзистора VT8 и уменьшение напряжения смещения на базе транзистора VT4 стабилизатора напряжения базового смещения. Угол отсечки транзисторов VT3 и VT5 в этом случае уменьшается, уменьшая, тем самым, коэффициент усиления усилителя. В случае полного открывания транзистора VT8 напряжение базового смещения оказывается равным нулю, и коэффициент усиления усилителя уменьшается до 2...5 дБ.

Схема защиты от рассогласования по выходу состоит из направленного ответвителя HO1 и детектора на диоде VD6. С увеличением рассогласования нагрузки усилителя с его выходным сопротивлением (крайние степени рассогласования — короткое замыкание нагрузки и ее обрыв) напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны направленного ответвителя HO1, увеличивается, то есть на вход детектора на диоде VD6 подается напряжение пропорциональное напряжению, отраженному от нагрузки усилителя. Это напряжение детектируется и, открывая транзистор VT8, приводит к уменьшению коэффициента усиления усилителя. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя падает пропорционально росту рассогласования нагрузки.

Направленный ответвитель HO1 выполнен из двух проводов марки МГТФ 1×0,35 длиной 30 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор диаметром 4 мм и длиной 13 мм, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В рабочем диапазоне частот усилителя пе-

реходное затухание НО1 равно 20 дБ. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования усилителя по выходу устанавливается выбором резистора R21.

Необходимая длина каждого из проводов направленного ответвителя без учета выводов может быть рассчитана по эмпирической формуле:

$$d[\text{см}] = 700/f_{\text{ср}}[\text{МГц}] \quad (12.1)$$

где $d[\text{см}]$ — длина проводов в сантиметрах.

Схема термозащиты выполнена на транзисторе VT7. Терморезистор схемы термозащиты R20 приклеивается к корпусу усилителя эпоксидным клеем. С увеличением температуры корпуса сопротивление терморезистора падает, что приводит к запирающему транзистору VT7 и открыванию транзистора VT8. Установка термозащиты на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью подбора резистора R19. Диод VD2 предназначен для защиты транзисторов усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения источника питания.

Для подавления высших гармонических составляющих в спектре выходного сигнала на выходе усилителя установлен чебышевский фильтр нижних частот четвертого порядка (см. раздел 3.4), состоящий из элементов L8, L9, C18 и C20.

Направленный ответвитель НО2 выполнен в виде отрезка провода диаметром 0,5...1 мм и длиной 20 мм, который расположен на расстоянии 3...8 мм над полоском длинной линии идущей от НО1 к выходу усилителя. Загорание светодиода VD5 свидетельствует о работе усилителя в штатном режиме.

В усилителе использованы полосовые межкаскадные корректирующие цепи третьего порядка, обладающие простотой конструктивной реализации и настройки (см. раздел 5.1).

На выходе транзистора VT5 включен трансформатор импедансов с коэффициентом трансформации 1 : 25, выполненный в виде фильтра нижних частот четвертого порядка, состоящий из элементов L6, L7, C12, C13 (см. раздел 3.3), и обеспечивающий получение максимальной мощности в нагрузке.

Настройка усилителя состоит из следующих этапов.

Вначале производится настройка входного каскада усилителя. Для этого на его выход подключается нагрузка 75 Ом, резистор R8 заменяется двухваттным резистором сопротивлением 10 Ом и с помощью резистора R12 устанавливается ток покоя транзистора VT3 равным 0,1...0,2 А. Двухваттный резистор необходим для защиты транзистора от выгорания при возможном самовозбуждении

схемы во время настройки. Формирование амплитудно-частотной характеристики каскада осуществляется с помощью корректирующей цепи, состоящей из элементов C_4 , C_7 и входной индуктивности транзистора VT_3 , и сводится к следующему. С помощью изменения номинала конденсатора C_7 изменяется центральная частота полосы пропускания каскада, изменением номинала конденсатора C_4 регулируется ширина полосы пропускания каскада. Чем больше номинал конденсатора C_4 , тем больше полоса пропускания, чем больше номинал конденсатора C_7 , тем меньше центральная рабочая частота каскада. Настройка каскада на транзисторе VT_5 , возбуждаемого транзистором VT_3 , производится аналогично и сводится к подбору конденсатора C_{10} . Отличие заключается в том, что нагрузка подключается не к коллектору транзистора, а к выходу трансформатора импедансов, состоящему из элементов L_6 , L_7 , C_{12} , C_{13} .

После формирования амплитудно-частотной характеристики усилителя, которое ведется в режиме малого сигнала, резистор R_{12} выпаяивается из схемы, на вход усилителя подается амплитудно-модулированный сигнал и проверяется отсутствие самовозбуждения усилителя при различных уровнях входного воздействия. В случае самовозбуждения усилителя следует параллельно индуктивности L_3 подключить резистор с сопротивлением равным 24...30 Ом. Это приводит к некоторому уменьшению выходной мощности усилителя, однако значительно повышает надежность его работы. На фотографии (рис. 12.11) виден резистор с намотанной на него индуктивностью L_3 .

После этого 10-омные резисторы в коллекторных цепях транзисторов VT_3 и VT_5 заменяются резистором R_8 и индуктивностью L_4 соответственно, и осуществляется измерение максимальной величины выходной мощности настраиваемого усилителя. Варьируя в небольших пределах величинами элементов L_6 , C_{12} и C_{13} трансформатора импедансов можно дополнительно подстроить усилитель на максимум отдаваемой мощности. Практически это осуществляется с помощью изменения точки подключения дополнительного конденсатора к полоску на выходе транзистора VT_5 , который играет роль индуктивностей L_6 , L_7 .

Линсаризация амплитудной характеристики усилителя достигается соответствующим выбором резистора R_{12} , которая производится после настройки усилителя на максимальную выходную мощность [75].

При работе на стандартную нагрузку 75 Ом и уровне выходного сигнала равном 30 Вт на выходе детектора, выполненного на дио-

де VD6, напряжение должно быть не более 0,1...0,2 В. В противном случае следует так подобрать балластное сопротивление R14 направленного ответвителя НО1, чтобы это напряжение было минимальным. Далее при уровне выходного сигнала равном 30 Вт параллельно стандартной нагрузке 75 Ом периодически подключается двухваттный резистор 75 Ом и с помощью изменения номинала резистора R21 устанавливается порог срабатывания схемы защиты от холостого хода и короткого замыкания нагрузки. В случае правильного выбора резистора R21 подключение дополнительного двухваттного резистора 75 Ом к выходу усилителя должно приводить к небольшому уменьшению потребляемого усилителем тока. В этом случае короткое замыкание нагрузки или ее холостой ход будут сопровождаться уменьшением тока потребления в 4...8 раз.

Печатная плата (рис. 12.9) размером 165 × 100 мм изготавливается из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 2...3 мм.

Пунктиром на рис. 12.10 обозначены места необходимой металлизации торцов платы, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы. Отверстия диаметром 3,5 мм на краях платы предназначены для крепления к основанию.

Транзисторы VT3 и VT5 крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. При креплении транзисторов VT4, VT6 и микросхемы DA1 также используется теплопроводящая паста. Однако между транзисторами VT4, VT6, микросхемой DA1 и основанием следует устанавливать слюдяную прокладку и перед настройкой усилителя следует с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами транзисторов VT4, VT6, выходом микросхемы и земляной шиной.

При выходной мощности 30 Вт ток потребления усилителя составляет около 3,5 А. Поэтому в условиях длительной эксплуатации его необходимо устанавливать на радиатор с использованием принудительной вентиляции. Для этого по краям основания усилителя (см. рис. 12.11) высверлены отверстия диаметром 4,3 мм.

Номиналы элементов схемы, приведенные на рис. 12.8, соответствуют настройке усилителя на центральную частоту 430 МГц. Для настройки усилителя на одну из частот диапазона 400...460 МГц достаточно на 5...10 % изменить номиналы конденсаторов C7, C10, C13.

12.3. Удлинитель радиотелефона диапазона 390...410 МГц

Технические характеристики удлинителя:

полоса рабочих частот тракта передачи	393...403 МГц
выходная мощность тракта передачи, не менее.	30 Вт
коэффициент усиления тракта передачи	22 ±1 дБ
полоса рабочих частот приемного тракта	263...273 МГц
коэффициент шума приемного тракта, не более.	2 дБ
коэффициент усиления приемного тракта	18 дБ
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
напряжение питания	25...35 В
потребляемый ток в режиме молчания	0,02 А
максимальное значение потребляемого тока	3 А
при коротком замыкании или отключении нагрузки потребляемый ток уменьшается до	0,2...0,4 А
габаритные размеры корпуса удлинителя	130 × 130 × 40 мм

Удлинитель, устанавливаемый на мачте антенны в непосредственной близости от антенны, позволяет в 5...10 раз увеличить дальность действия радиотелефона [131].

Функциональная схема удлинителя приведена на рис. 12.12, на рис. 12.13 — принципиальные схемы усилителя мощности тракта передачи и маломощного усилителя приемного тракта, на рис. 12.14 — печатная плата удлинителя, на рис. 12.15 печатная плата с расположением элементов.

В состав удлинителя входят полосовой усилитель мощности (ПУМ); маломощный усилитель (МУ); стабилизатор напряжения; фильтры нижних (ФНЧ) и верхних (ФВЧ) частот; схемы защиты от рассогласования по выходу; термозащита. Удлинитель излучает сигналы в полосе частот 393...403 МГц и одновременно принимает сигналы в полосе 263...273 МГц.

ФВЧ, стоящие в канале передачи, состоят из индуктивности L5, контура, настроенного на частоту $f_1 = 270$ МГц, и имеют частоту среза 380 МГц. ФВЧ служат для исключения потерь принимаемого сигнала. ФНЧ, стоящие в канале приема, состоят из контуров, настроенных на частоты $f_2 = 400$ МГц, $f_3 = 350$ МГц, $f_4 = 680$ МГц, и конденсаторов С5, С9, С12 и С14, С16, С19. ФНЧ имеют частоту среза 280 МГц, затухание на частоте 400 МГц равно 65...70 дБ и служат для исключения возможности попадания сигнала передатчика на транзистор МУ.

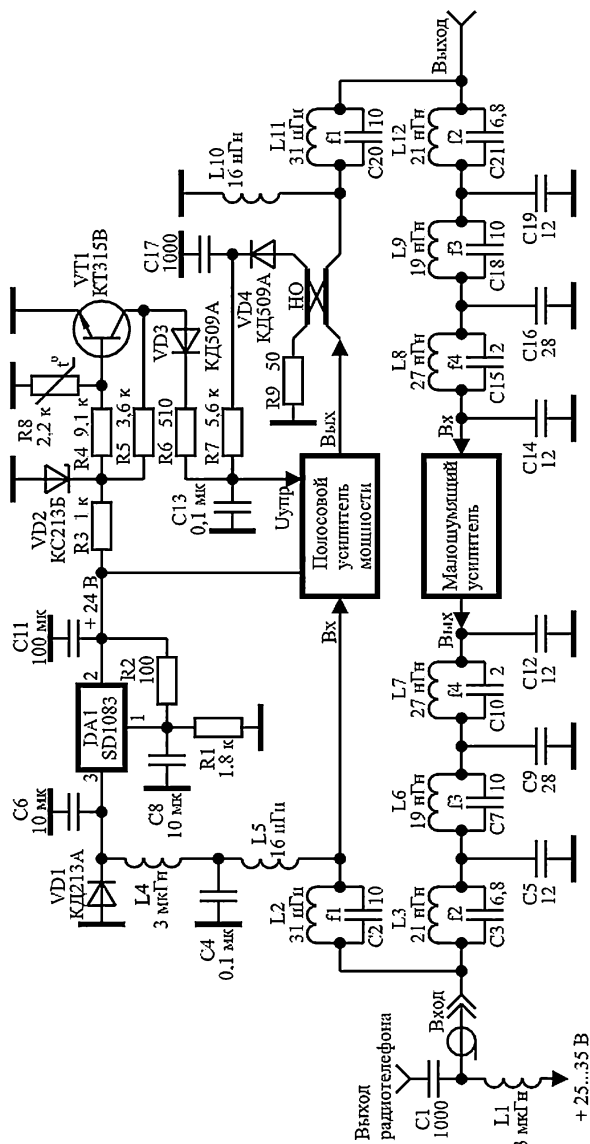


Рис. 12.12. Функциональная схема удлинителя

Стабилизатор напряжения на микросхеме SD1083 имеет выходное напряжение 24 В, которое устанавливается с помощью подбора резистора R1, и позволяет устранить влияние длины кабеля снижения на величину напряжения питания удлинителя. Экспе-

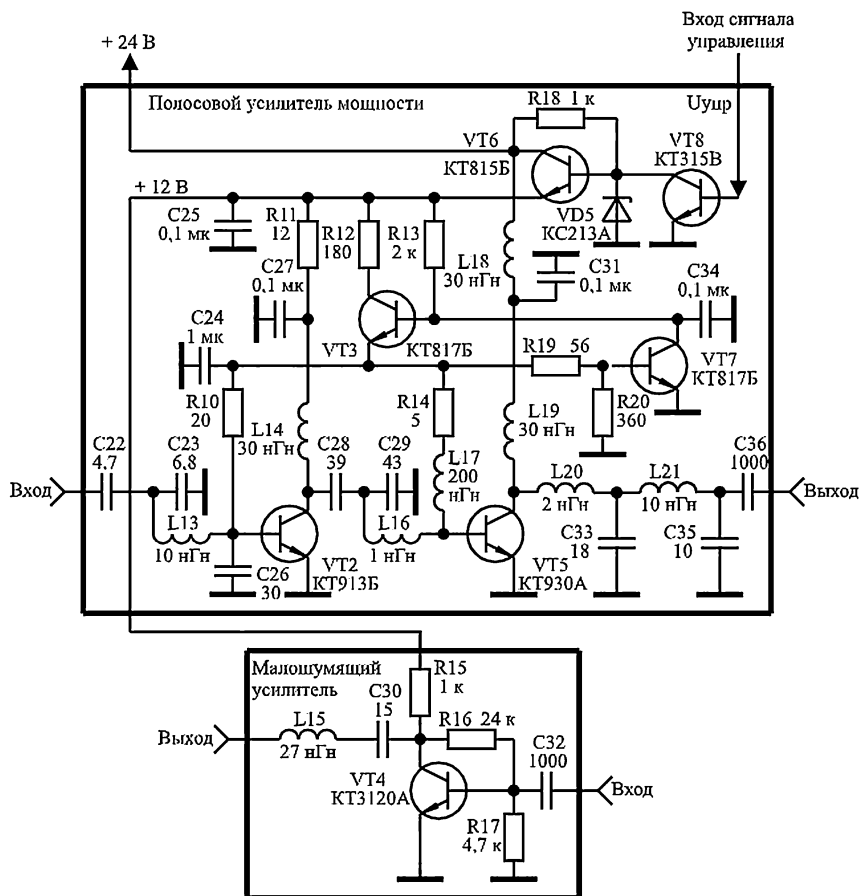


Рис. 12.13. Принципиальные схемы усилителя мощности тракта передачи и маломощного усилителя приемного тракта

риментальные исследования различных видов высокочастотных кабелей позволили установить, что при длине кабеля до 50 метров и токе потребления удлинителя равном 3 А потери напряжения питания в кабеле составляют величину 5...7 В. Это следует учитывать при выборе напряжения источника питания удлинителя.

Направленный ответвитель отраженной волны и последовательно включенный детектор на диоде VD4 служат для определения уровня рассогласования нагрузки с выходным сопротивлением ПУМ. При превышении этим уровнем определенного значения сигнал управления с детектора, подаваемый на вход сигнала управления ПУМ (см. рис. 12.13), будет приводить к уменьшению



Рис. 12.14. Печатная плата удлинителя

напряжения базового смещения транзисторов ПУМ и уменьшению напряжения питания входного каскада. Поэтому, начиная с некоторого значения КСВН со стороны нагрузки, мощность сигнала на выходе ПУМ будет падать пропорционально росту КСВН нагрузки. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования ПУМ по выходу устанавливается выбором резистора R7. НО выполнен из двух проводов марки МГТФ $1 \times 0,35$ длиной 30 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор диаметром 5 мм, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В рабочем диапазоне частот ПУМ переходное затухание НО равно 30 дБ. Необходимая длина каждого из проводов направленного ответвителя без учета выводов рассчитывается по формуле (12.1).

Схема термозащиты на транзисторе VT1, при превышении температурой корпуса удлинителя определенного значения, вырабатывает напряжение, подаваемое на вход сигнала управления ПУМ (см. рис. 12.13), что приводит к уменьшению тока потребляемого

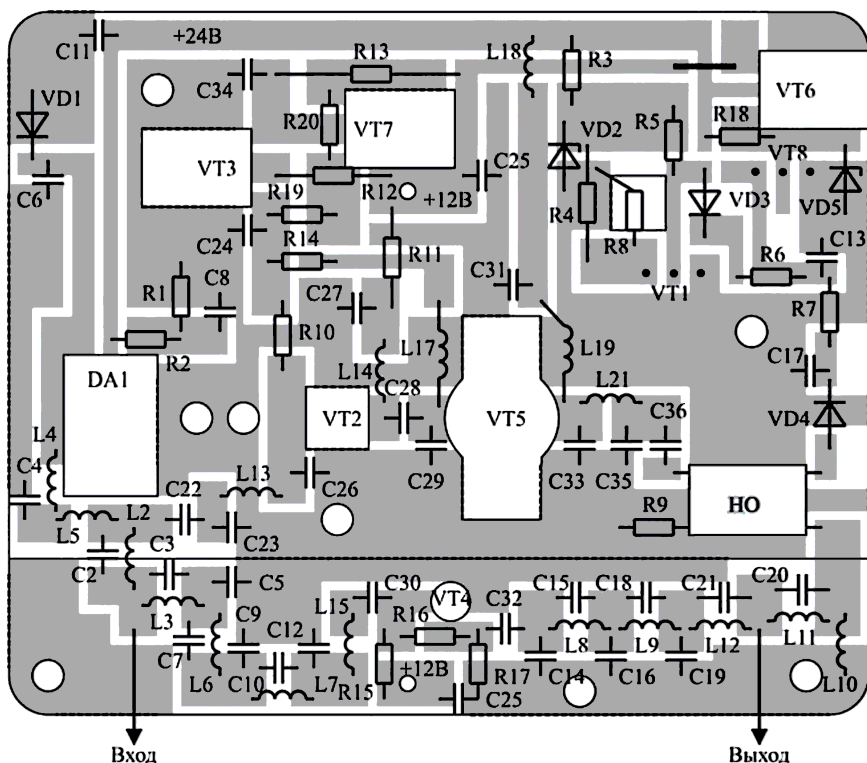


Рис. 12.15. Печатная плата с расположением элементов

удлинителя до величины 50...100 мА. Терморезистор схемы термозащиты приклеивается к корпусу удлинителя в непосредственной близости от транзистора выходного каскада ПУМ. Установка схемы термозащиты на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью резистора R4.

Диод VD1 установлен для защиты транзисторов удлинителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

Транзисторы ПУМ (рис. 12.13) работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизатором напряжения базового смещения на транзисторах VT3, VT7 (см. раздел 2.2). Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора R20.

На выходе ПУМ включен трансформатор импедансов с коэффициентом трансформации 1:25, выполненный в виде фильтра

нижних частот четвертого порядка (см. раздел 3.3) и обеспечивающий оптимальные условия работы транзистора VT5.

Настройка ПУМ состоит из следующих этапов.

Вначале производится настройка каскада на транзисторе VT2. Для этого на его выход подключается нагрузка 50 Ом и с помощью резистора R20 устанавливается ток покоя транзистора равным 0,1...0,2 А. Подбором конденсатора C23 устанавливается максимальный коэффициент усиления каскада на частоте 400 МГц. Далее, изменяя в небольших пределах величину конденсатора C22, устанавливается требуемая полоса пропускания. Настройка каскада на транзисторе VT5 производится с помощью подбора величины конденсатора C29.

Варьируя в небольших пределах величинами элементов L20 и C33 трансформатора импедансов, можно дополнительно подстроить усилитель на максимум отдаваемой мощности. Линеаризация амплитудной характеристики ПУМ достигается соответствующим выбором резистора R20, которая производится после настройки усилителя на максимальную выходную мощность.

МУ практически не требует подстройки и имеет характеристики: коэффициент усиления 18 дБ; полоса пропускания 30...600 МГц. Регулировка коэффициента усиления МУ осуществляется подбором величины конденсатора C30.

Печатная плата размером 110×90 мм состоит из двух частей, на которых собираются МУ и ПУМ, и изготавливается из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 2 мм. Пунктиром на рис. 12.15 обозначены места необходимой металлизации торцов платы. Отверстия диаметром 3,5 мм предназначены для крепления платы в корпусе. Два отверстия на плате между стабилитроном SD1083 и транзистором VT2 служат для его прижатия к корпусу удлинителя, так как требование герметизации корпуса удлинителя не допускает изготовления сквозного отверстия для ножки КТ913Б и последующего его крепления. В корпусе удлинителя по центрам двух указанных отверстий нарезается резьба и в ближайшее к SD1083 отверстие вкручивается винт на высоту головки транзистора КТ913Б. Далее на указанный винт и головку КТ913Б устанавливается пластина толщиной 5...7 мм, которая прижимается винтом, вкручиваемым во второе отверстие. Два отверстия диаметром 2 мм, рядом с которыми стоит надпись «+12 В», служат для подачи напряжения питания на МУ. Это осуществляется с помощью изолированного провода проходящего под платой. В корпусе удлинителя для этого выфрезировывается соответствующее углубление.

12.4. Усилитель диапазона 140...150 МГц мощностью 40 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	140...150 МГц
выходная мощность, не менее	40 Вт
коэффициент усиления.	30 ±1 дБ
сопротивление генератора и нагрузки	50 либо 75 Ом
напряжение питания	13,8 В
потребляемый ток в режиме молчания	0,25 А
максимальное значение потребляемого тока	7 А
при коротком замыкании или отключении нагрузки потребляемый ток уменьшается до.	1...2 А
габаритные размеры корпуса усилителя	205 × 105 × 40 мм

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 12.16, на рис. 12.17 дан чертеж печатной платы, на рис. 12.18 — печатная плата с расположением элементов, на рис. 12.19 — чертеж основания усилителя, на рис. 12.20 — фотография его внешнего вида [132].

Усилитель содержит входной резистивный делитель напряжения, три каскада усиления, трансформатор сопротивлений, стабилизатор напряжения базового смещения, защиту от перегрузки по входу, термозащиту, защиту от холостого хода и короткого замыкания нагрузки, защиту от превышения напряжением питания номинального значения.

Резистивный делитель напряжения, стоящий на входе усилителя и выполненный на резисторах R2 и R3, обеспечивает согласование усилителя с сопротивлением генератора.

Все каскады усилителя, выполненные на транзисторах VT2, VT3 и VT5, работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизатором напряжения базового смещения на транзисторах VT4 и VT6 (см. раздел 2.2). Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора R12, стоящего в цепи базы транзистора VT6. При отсутствии резистора R12 коллекторные токи каждого из транзисторов VT2, VT3 и VT5 составляют 10...40 мА. При подключении R12 напряжение на базе транзистора VT6 уменьшается и его выходное сопротивление по постоянному току растет, что приводит к увеличению базового смещения транзисторов VT2, VT3, VT5 и увеличению их коллекторных токов.

Стабилизатор напряжения базового смещения используется также в качестве элемента управления коэффициентом усиления усилителя. Срабатывание любой из защит усилителя приводит к

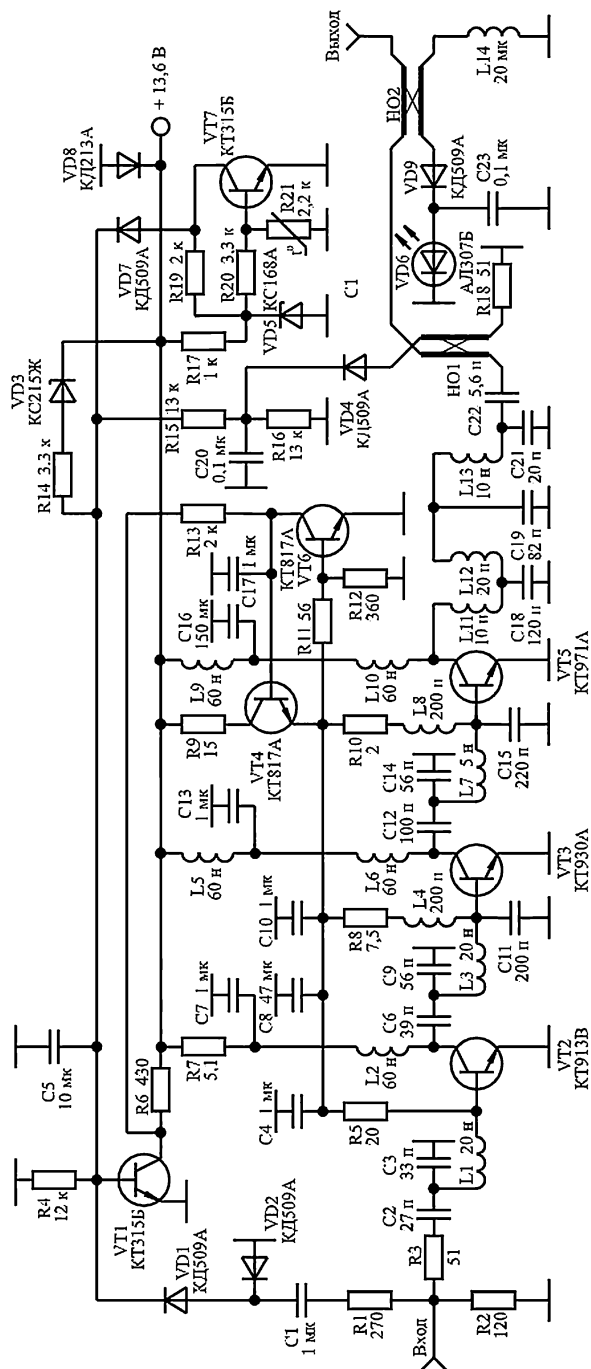


Рис. 12.16. Принципиальная схема усилителя мощности диапазона 140...150 МГц

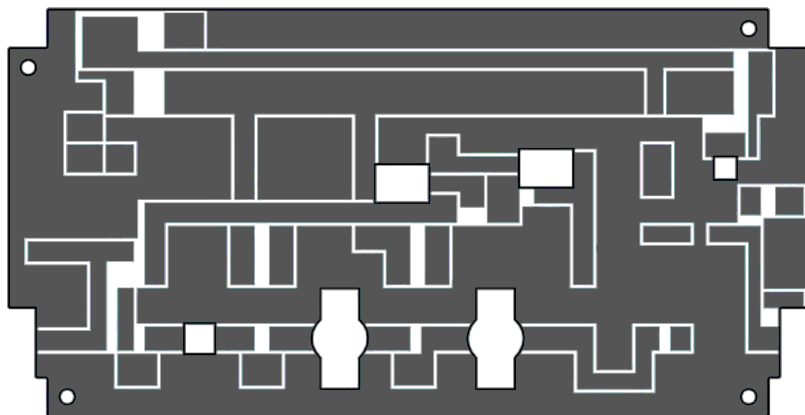


Рис. 12.17. Чертеж печатной платы усилителя М1:2

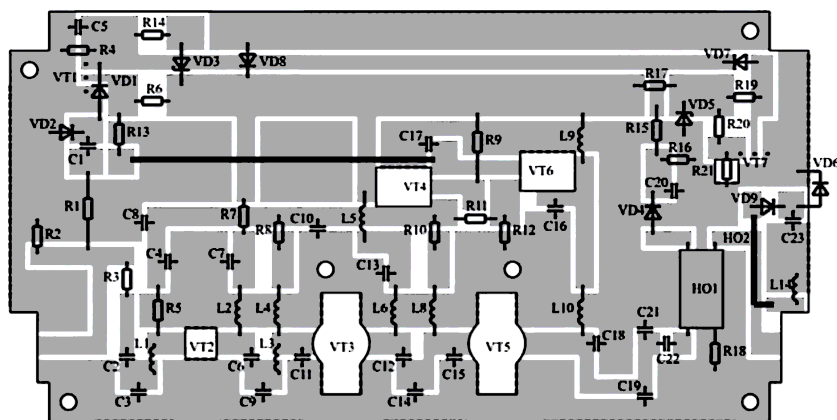


Рис. 12.18. Печатная плата с расположением элементов

открыванию транзистора VT1 и уменьшению напряжения смещения на базе транзистора VT4 стабилизатора напряжения базового смещения. Угол отсечки транзисторов VT2, VT3 и VT5 в этом случае уменьшается, уменьшая, тем самым, коэффициент усиления усилителя. В случае полного открывания транзистора VT1 напряжение базового смещения оказывается равным нулю, и коэффициент усиления уменьшается до 2...5 дБ.

В усилителе использованы полосовые межкаскадные корректирующие цепи третьего и пятого порядков, обеспечивающие высокие технические характеристики усилителя и обладающие простой конструктивной реализацией и настройки.

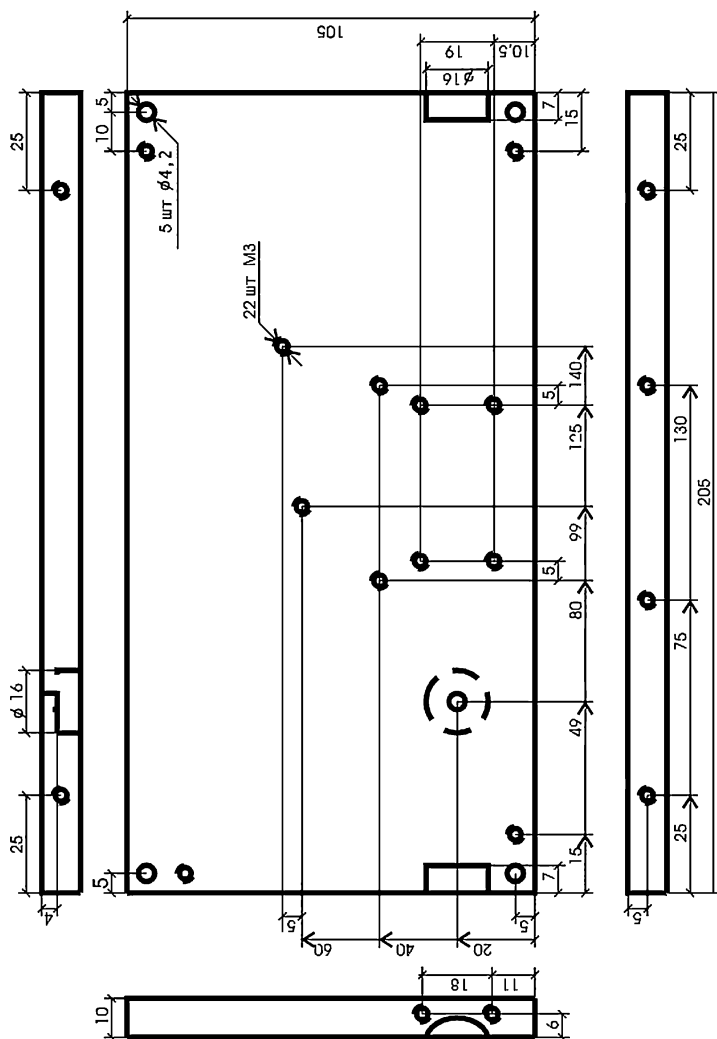


Рис. 12.19. Чертеж основания усилителя

На выходе усилителя включен трансформатор импедансов с коэффициентом трансформации 1:25, выполненный в виде фильтра нижних частот шестого порядка [32] и состоящий из элементов С18, С19, С21, L11—L13.

С целью сохранения работоспособности усилителя при подаче на его вход сигналов с амплитудой больше номинального значения, в усилителе установлен детектор с удвоением напряжений на диодах VD1 и VD2, выходное напряжение которого пропорциона-

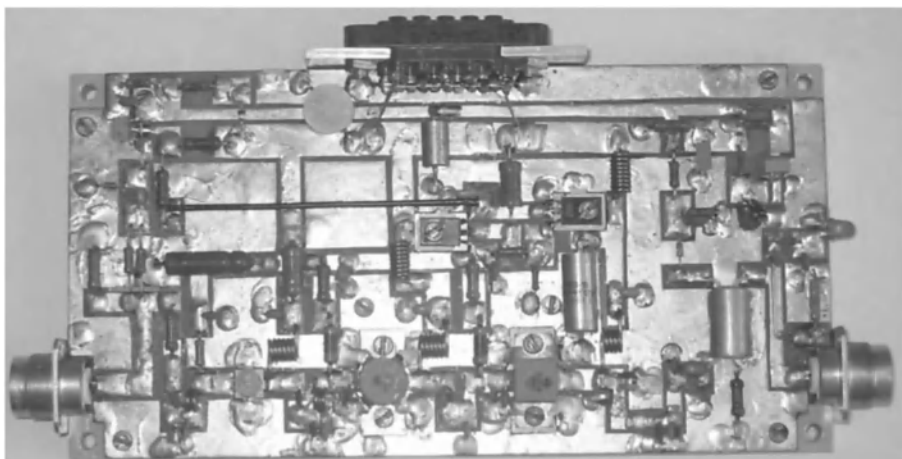


Рис. 12.20. Фотография внешнего вида усилителя

льно уровню входного воздействия. При превышении входным сигналом определенного значения выпрямленное детектором напряжение открывает транзистор VT1, уменьшая коэффициент усиления усилителя. Порог срабатывания защиты по входу устанавливается выбором номинала резистора R1.

С увеличением рассогласования нагрузки усилителя с его выходным сопротивлением увеличивается напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны направленного ответвителя HO1. Это напряжение детектируется детектором на диоде VD4 и, открывая транзистор VT1, приводит к уменьшению коэффициента усиления. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя падает пропорционально росту рассогласования нагрузки. Направленный ответвитель HO1 выполнен из двух проводов марки МГТФ 1×0,35 длиной 40 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор диаметром 7 мм, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В рабочем диапазоне частот усилителя переходное затухание HO1 равно 30 дБ.

Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования усилителя по выходу устанавливается выбором резистора R15. В качестве изолятора HO1 может быть использован деревянный цилиндр, который виден на фотографии, приведенной на рис. 12.20. Необходимая длина каждого из проводов направленного ответвителя без учета выводов рассчитывается по формуле (12.1).

Защита от превышения напряжением питания номинального значения выполнена на стабилитроне VD3. Установка схемы тер-

мозащиты, выполненной на транзисторе VT7, на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью резистора R20. Описание работы используемых схем защиты и методика их настройки приведены в [115]. Диод VD8 установлен для защиты транзисторов усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

Изготовление и настройка усилителя мощности состоит из следующих этапов.

Печатная плата (рис. 12.17) размером 205 × 105 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм. Пунктирной линией на рис. 12.18 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы. После металлизации торцов напильником выравнивается нижняя часть платы, и она прикручивается к дюралевому основанию, чертеж которого приведен на рис. 12.19. При многочасовой работе усилителя дюралевое основание необходимо устанавливать на радиатор размером 300 × 400 мм, либо использовать принудительную вентиляцию.

Транзисторы VT2, VT3 и VT5 крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. При креплении транзисторов VT4 и VT6 также используется теплопроводящая паста. Однако между транзисторами и основанием следует устанавливать слюдяную прокладку и перед настройкой усилителя следует с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами транзисторов и земляной шиной.

Элементы L11—L13 трансформатора импедансов выполнены в виде дорожек на печатной плате. Каждый из конденсаторов C18, C19, C21 трансформатора импедансов представляет собой параллельное соединение нескольких дисковых керамических конденсаторов (см. рис. 12.20) включенных параллельно. Такое включение позволяет использовать трансформатор импедансов при выходной мощности усилителя до 40 Вт. Выходная мощность усилителя может быть увеличена до 140...150 Вт. Для этого необходимо повысить напряжение питания усилителя до 24 В и часть печатной платы, на которой расположены элементы L12, L13, изготовить из 1...2 мм керамики с напылением металлических площадок, к которым припаиваются элементы трансформатора.

Терморезистор R21 схемы термозащиты устанавливается в отверстие печатной платы и приклеивается к основанию эпоксидным клеем.

Направленный ответитель НО2 выполнен в виде отрезка провода диаметром 0,5...1 мм и длиной 15 мм, который расположен на расстоянии 3...5 мм над полоском длинной линии, идущей от НО1 к выходу усилителя. Загорание светодиода VD2 свидетельствует о работе усилителя в штатном режиме.

Вначале производится настройка входного каскада усилителя. Для этого нагрузка усилителя через разделительный конденсатор подключается к коллектору транзистора VT2. Вместо резистора R7 устанавливается двухваттный резистор номиналом 10 Ом и с помощью резистора R12 ток покоя транзистора VT2 устанавливается равным 0,1...0,2 А. Двухваттный резистор необходим для защиты транзистора VT2 от выгорания при возможном самовозбуждении схемы во время настройки. С помощью изменения номинала конденсатора С3 изменяется центральная частота полосы пропускания каскада, изменением номинала конденсатора С2 регулируется ширина полосы пропускания каскада. Чем больше номинал конденсатора С2, тем больше полоса пропускания каскада, чем больше номинал конденсатора С3, тем меньше его центральная рабочая частота.

После настройки входного каскада к нему подключается предоконечный каскад, в котором предварительно вместо индуктивности L5 впаивается двухваттный резистор номиналом 10 Ом и производится его настройка аналогично настройке входного каскада. Однако в отличие от входного каскада, в предоконечном каскаде, после его настройки, устанавливается дополнительный конденсатор С11, позволяющий на 2...4 дБ повысить коэффициент усиления каскада. Индуктивность выводов конденсатора С11 приводит к значительному ухудшению характеристик усилителя. В то же время безындуктивные конденсаторы типа К10-42 не допускают перепайки. Поэтому конденсатор С11 реализован в виде параллельного соединения двух дисковых керамических конденсаторов примерно одинакового номинала с минимально короткими ножками. Оконечный каскад усилителя настраивается аналогично предоконечному. Отличие заключается в том, что нагрузка подключается не к коллектору транзистора, а к выходу трансформатора импедансов. Токи покоя транзисторов VT3 и VT5 должны находиться в пределах 0,1...0,5 А. В противном случае следует изменить номинал резистора R12.

После формирования амплитудно-частотной характеристики усилителя, которое ведется в режиме малого сигнала, резистор R12 выпаявается из схемы, на вход усилителя подается амплитудно-модулированный сигнал и проверяется отсутствие самовозбуж-

дения усилителя при различных уровнях входного воздействия. В случае самовозбуждения усилителя следует параллельно индуктивностям L4 и L8 подключить резисторы, сопротивление которых выбирается равным 24...30 Ом. Это приводит к некоторому уменьшению выходной мощности усилителя, однако значительно повышает надежность работы. На рис. 12.20 видны индуктивности L4 и L8 намотанные на резисторы сопротивлением 27 Ом и номинальной мощностью 0,5 Вт. Затем 10-омные резисторы в коллекторных цепях транзисторов VT2, VT3 и VT5 заменяются элементами R7, L5, L9 и осуществляется измерение максимальной величины выходной мощности настраиваемого усилителя. Варьируя в небольших пределах величинами элементов трансформатора импедансов C18, C19 и C21 необходимо подстроить усилитель на минимум потребляемого тока при выходной мощности 40 Вт. Правильно настроенный усилитель при выходной мощности 40 Вт должен потреблять ток равный 5...7 А.

Теперь, изменяя сопротивление резистора R1, устанавливается порог срабатывания схемы защиты от перегрузки по входу. К примеру, уменьшение сопротивления резистора R1 должно приводить к резкому падению выходной мощности усилителя при неизменном уровне входного воздействия.

При работе на стандартную нагрузку 50 либо 75 Ом и уровне выходного сигнала равном 40 Вт на выходе детектора, выполненного на диоде VD4, напряжение должно быть не более 0,1...0,2 В. В противном случае следует так подобрать балластное сопротивление R18 направленного ответвителя HO1, чтобы это напряжение было минимальным. Далее при уровне выходного сигнала равном 40 Вт параллельно стандартной нагрузке 50 Ом периодически подключается двухваттный резистор 50 Ом и с помощью изменения номинала резистора R15 устанавливается порог срабатывания схемы защиты от холостого хода и короткого замыкания нагрузки. В случае правильного выбора резистора R15 подключение дополнительного двухваттного резистора 50 Ом к выходу усилителя должно приводить к небольшому уменьшению потребляемого усилителем тока. В этом случае короткое замыкание нагрузки или ее холостой ход будут сопровождаться уменьшением тока потребления в 4...8 раз.

Изменяя напряжение питания в пределах 13...16 В, следует убедиться, что в определенный момент происходит резкое падение выходной мощности и потребляемого усилителем тока, связанные со срабатыванием защиты от превышения напряжением питания номинального значения.

В последнюю очередь необходимо выбором резистора R20 установить схему термозащиты на заданную температуру срабатывания. Чтобы во время настройки усилителя термозащита не мешала работе, диод VD7 следует припаивать перед настройкой схемы термозащиты.

12.5. Усилитель диапазона 26...29 МГц мощностью 70 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	26...29 МГц
выходная мощность, не менее	70 Вт
коэффициент усиления	12 ± 1 дБ
сопротивление генератора и нагрузки	50 либо 75 Ом
напряжение питания	13,8...16 В
потребляемый ток в режиме молчания	0,1 А
максимальное значение потребляемого тока	9 А
при коротком замыкании или отключении нагрузки потребляемый ток уменьшается до	2...4 А
габаритные размеры корпуса усилителя	119 × 90 × 35 мм

Усилитель работает от бортовой сети автомобиля и предназначен для увеличения радиуса действия симплексных радиостанций диапазона 27 МГц, а также для использования на 10-метровом любительском диапазоне.

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 12.21, на рис. 12.22 — чертеж печатной платы, на рис. 12.23 — печатная плата с расположением элементов, на рис. 12.24 — фотография внешнего вида усилителя [133].

Схема состоит из усилительного каскада, трансформатора сопротивлений, стабилизатора напряжения базового смещения, защиты от холостого хода и короткого замыкания нагрузки, термозащиты, автоматической регулировки усиления, автоматического переключателя на прием и передачу.

Усилительный каскад выполнен на транзисторе VT6, который работает в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизатором напряжения базового смещения на транзисторах VT4 и VT8. Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора, устанавливаемого параллельно переходу база-эмиттер транзистора VT8. При отсутствии указанного резистора коллекторный ток транзистора VT6 составляет 10...50 мА. При его подключении напряжение на базе

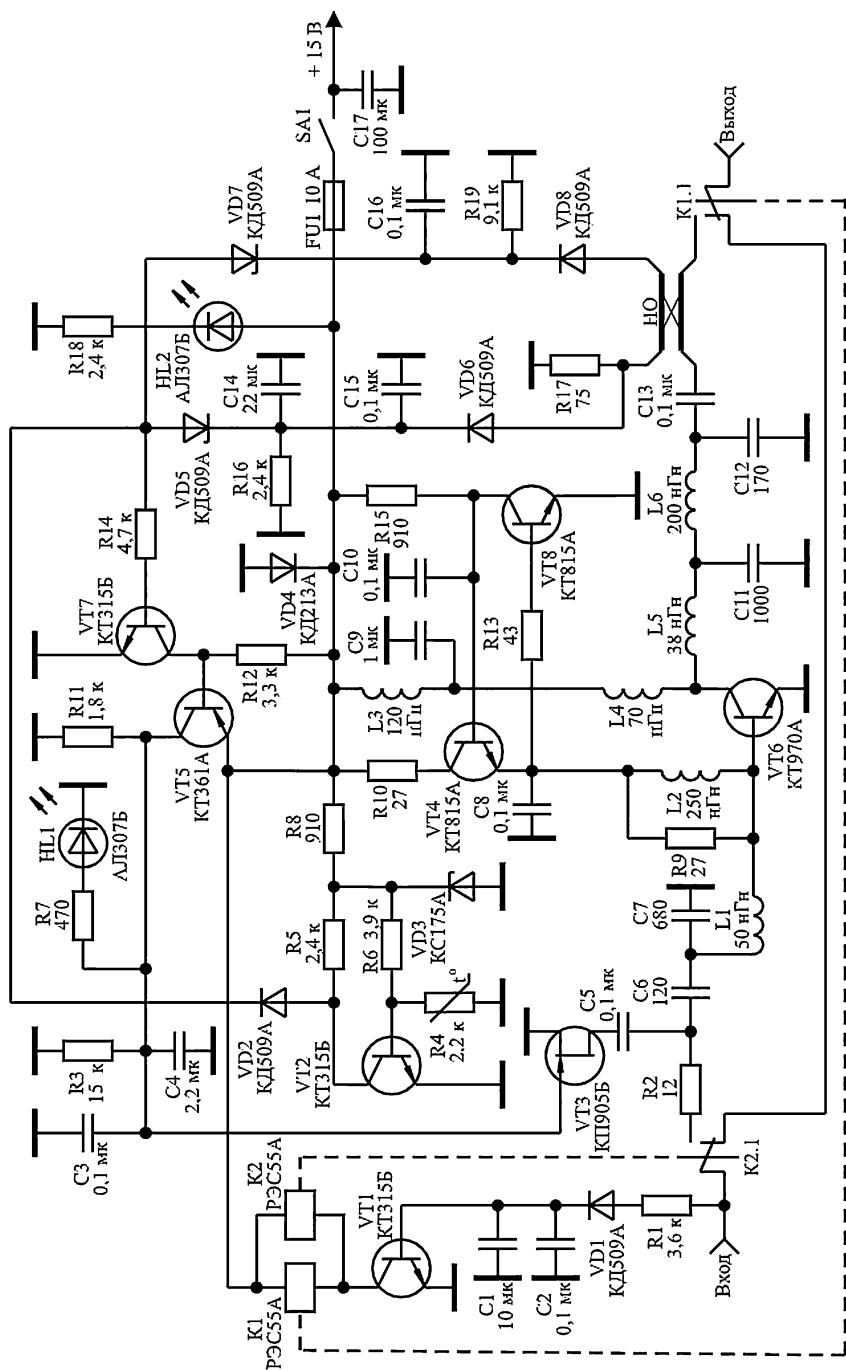


Рис. 12.21. Принципиальная схема усилителя мощности диапазона 26...29 МГц

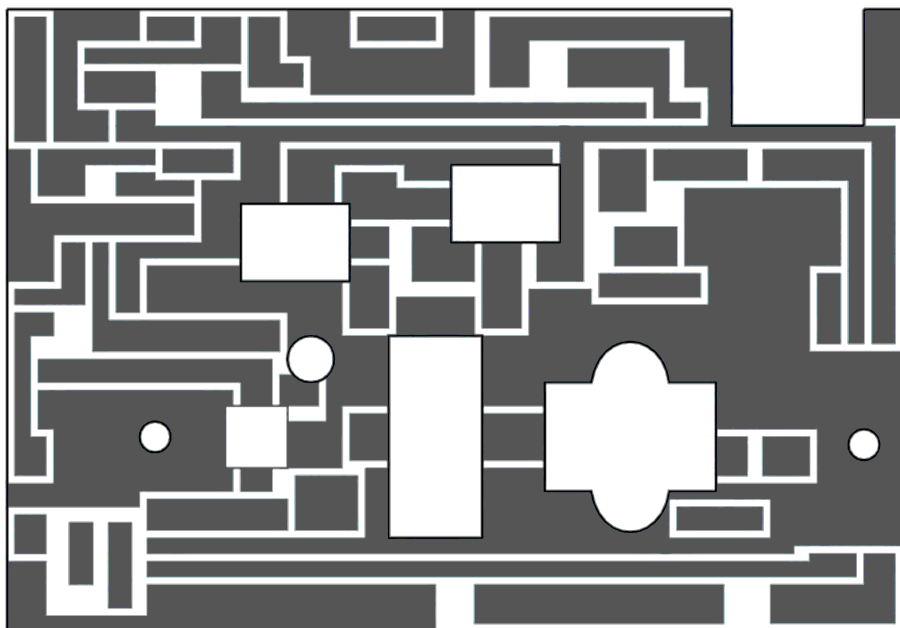


Рис. 12.22. Чертеж печатной платы усилителя

транзистора VT8 уменьшается и его выходное сопротивление по постоянному току растет, что приводит к увеличению базового смещения транзистора VT6 и увеличению его коллекторного тока. На принципиальной схеме рассматриваемый резистор не указан, так как он используется лишь при настройке полосы пропускания усилителя, осуществляемой в режиме малого сигнала.

В усилителе использована полосовая корректирующая цепь третьего порядка, состоящая из элементов C6, C7, L1, обеспечивающая высокие технические характеристики усилителя и обладающая простотой конструктивной реализации и настройки (см. раздел 5.1).

Оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора, на которое он отдает максимальную мощность, составляет единицы ом. Поэтому на выходе усилителя включен трансформатор импедансов с коэффициентом трансформации 1 : 25, выполненный в виде фильтра нижних частот четвертого порядка и состоящий из элементов L5, C11, L6, C12 (см. раздел 3.3).

С увеличением рассогласования нагрузки усилителя с его выходным сопротивлением увеличивается напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны направленного ответвителя НО. Это на-

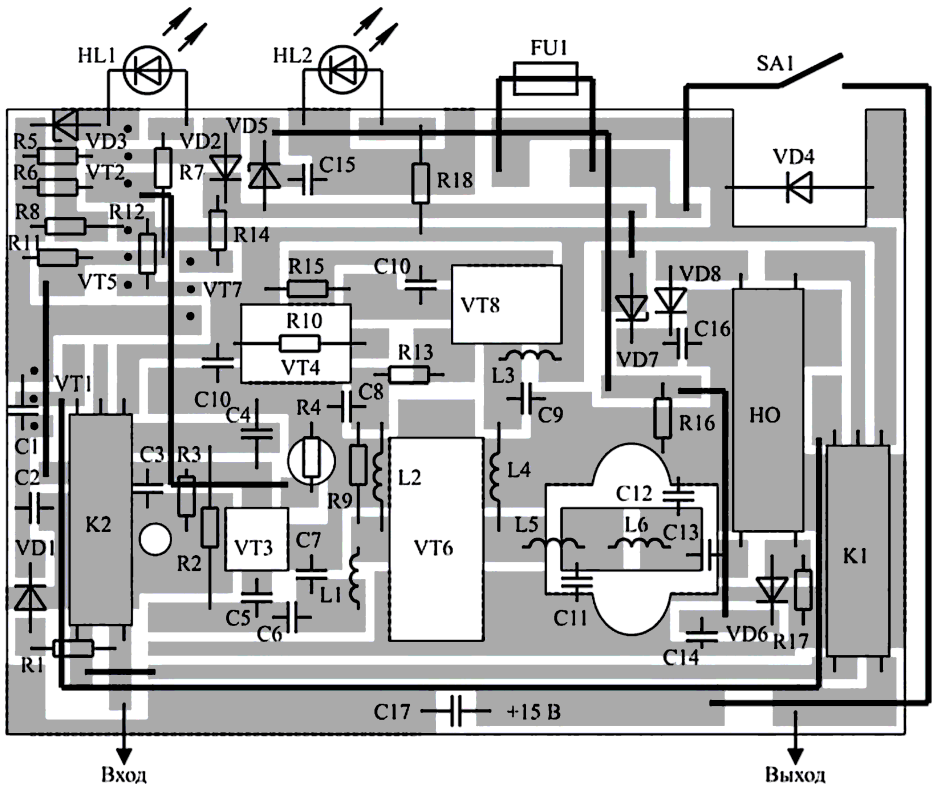


Рис. 12.23. Печатная плата с расположением элементов

пряжение детектируется детектором на диоде VD8, усиливается транзисторами VT5, VT7 и открывает полевой транзистор VT3. Сопротивление сток-исток транзистора VT3 уменьшается, что приводит к уменьшению сигнала, подаваемого на вход усилителя, то есть к уменьшению его коэффициента усиления. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя падает пропорционально росту рассогласования нагрузки. Направленный ответвитель HO выполнен из двух проводов марки МГТФ $1 \times 0,35$ длиной 200 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор диаметром 7 мм, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В рабочем диапазоне частот усилителя переходное затухание HO равно 30 дБ. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования усилителя по выходу устанавливается с помощью резистора R19. Необходимая длина каждого из проводов направленного ответвителя без учета выводов рассчитывается по формуле (12.1).

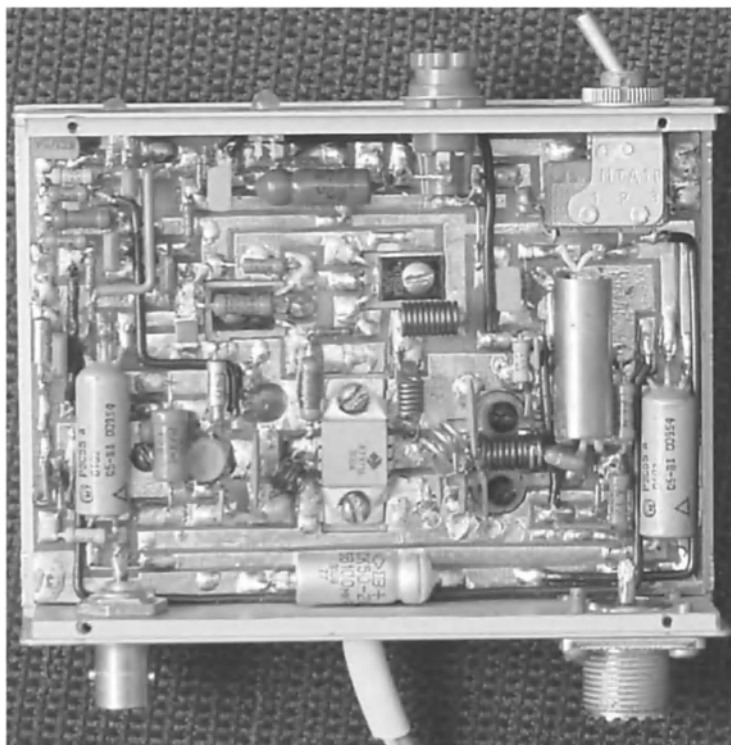


Рис. 12.24. Фотография внешнего вида усилителя

Установка схемы термозащиты, выполненной на транзисторе VT2, на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью выбора номинала резистора R6. Диод VD4 установлен для защиты транзисторов усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

Система автоматической регулировки усиления, выполненная на основе стабилитрона VD5 и детектора на диоде VD6, обеспечивает защиту усилителя от перегрузки по входу.

При отсутствии входного воздействия реле K1 и K2 соединяют вход усилителя с его выходом как это показано на рис. 12.21. При включении радиостанции на передачу входной сигнал детектируется детектором на диоде VD2, открывает транзистор VT1 и происходит автоматическое переключение реле K1 и K2 на передачу.

Изготовление и настройка усилителя состоит из следующих этапов.

Печатная плата (рис. 12.22) размером 80×115 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщи-

ной 2...3 мм. Пунктирной линией на рис. 12.23 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Транзистор VT6 крепится к основанию с использованием теплопроводящей пасты. При креплении транзисторов VT4 и VT8 также используется теплопроводящая паста. Однако между транзисторами и основанием следует устанавливать слюдяную прокладку и перед настройкой усилителя следует с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами транзисторов и земляной шиной.

Элементы L5, C11, L6, C12 трансформатора импедансов припаиваются к металлизированным площадкам керамической подложки размером 12 × 6 мм. Подложка, как видно на фотографии, прижата к основанию стеклотекстолитовой пластиной. Нижняя часть подложки перед установкой смазывается теплопроводящей пастой. Это необходимо для устранения перегрева элементов трансформатора, которые иначе выгорают после 1...2 минут работы усилителя. Если нет возможности напыления металлизированных площадок на керамическую подложку, в качестве металлизированных площадок могут быть использованы металлические пластинки размером 6×6 мм, прижатые к керамике с использованием теплопроводящей пасты.

Терморезистор R4 схемы термозащиты устанавливается в отверстии печатной платы и приклеивается к основанию эпоксидным клеем.

Вначале производится настройка усилительного каскада. Для этого вместо индуктивности L3 устанавливается двухваттный резистор номиналом 10 Ом и с помощью резистора, включаемого параллельно переходу база-эмиттер транзистора VT8, ток покоя транзистора VT6 устанавливается равным 0,1...0,2 А. Двухваттный резистор необходим для защиты транзистора VT6 от выгорания при возможном самовозбуждении схемы во время настройки. С помощью изменения номинала конденсатора C7 изменяется центральная частота полосы пропускания каскада, изменением номинала конденсатора C6 регулируется ширина полосы пропускания каскада. Чем больше номинал конденсатора C6, тем больше полоса пропускания каскада. Чем больше номинал конденсатора C7, тем меньше его центральная рабочая частота.

После формирования амплитудно-частотной характеристики каскада, которое ведется в режиме малого сигнала, резистор,

включаемый параллельно переходу база-эмиттер транзистора VT8, выпаивается из схемы, на вход усилителя подается амплитудно-модулированный сигнал и проверяется отсутствие самовозбуждения каскада при различных уровнях входного воздействия. В случае его самовозбуждения следует немного уменьшить номинал индуктивности L2, излишняя величина которой чаще всего бывает причиной самовозбуждения. Затем 10-омный резистор в коллекторной цепи транзистора VT6 заменяется индуктивностью L3 и осуществляется измерение максимальной величины выходной мощности настраиваемого усилителя. Варьируя в небольших пределах величинами элементов трансформатора импедансов C11 и C12 необходимо подстроить усилитель на минимум потребляемого тока при выходной мощности 70 Вт. Правильно настроенный усилитель при выходной мощности 70 Вт должен потреблять ток равный 8...10 А.

При работе на стандартную нагрузку 50 либо 75 Ом и уровне выходного сигнала равном 70 Вт на выходе детектора, выполненного на диоде VD8, напряжение должно быть не более 0,2...0,5 В. В противном случае следует так подобрать балластное сопротивление направленного ответвителя R17, чтобы это напряжение было минимальным. Далее при уровне выходной мощности 70 Вт параллельно стандартной нагрузке 50 Ом периодически подключается двухваттный резистор 50 Ом и с помощью изменения номинала резистора R19 устанавливается порог срабатывания схемы защиты от холостого хода и короткого замыкания нагрузки. В случае правильного выбора резистора R19 подключение дополнительного двухваттного резистора 50 Ом к выходу усилителя должно приводить к небольшому уменьшению потребляемого усилителем тока. В этом случае короткое замыкание нагрузки или ее холостой ход будут сопровождаться уменьшением тока потребления в 3...5 раз. На фотографии резистор R19 отсутствует, так как при экспериментальной настройке усилителя он оказался ненужным.

Затем при возрастающем входном сигнале подбором резистора R16 максимальное значение выходной мощности усилителя устанавливается равным 70...75 Вт. Выбором резистора R6 устанавливается заданная температура срабатывания схемы термозащиты. Чтобы во время настройки усилителя термозащита не мешала работе, диод VD2 следует припаивать перед настройкой схемы термозащиты.

В последнюю очередь необходимо выбором резистора R1 настроить усилитель на мощность входного сигнала, при которой реле K1 и K2 переключаются на передачу.

12.6. Усилитель ТВ-передатчика с отдельным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения мощностью 75 Вт

Технические характеристики усилителя:

мощность радиосигнала изображения	75 Вт
мощность радиосигнала звукового сопровождения.	7,5 Вт
входное напряжение радиосигнала изображения	0,7 В
входное напряжение радиосигнала звукового сопровождения	0,3 В
рабочий диапазон частот	12 канал ТВ
неравномерность АЧХ	$\pm 0,25$ дБ
сопротивление генератора и нагрузки	75 Ом
потребляемый ток в режиме молчания	0,35 А
максимальная величина потребляемого тока	8 А
напряжение источника питания	24 В
остальные параметры	по ГОСТ [34, 35]
габаритные размеры	190 × 180 × 35 мм

Принципиальная схема усилителя приведена на рис 12.25.

Конструктивно усилитель выполнен в виде трех отдельных секций, расположенных в одном корпусе. На рис. 12.26 приведены чертежи печатных плат усилителя, на рис. 12.27 — печатные платы с расположением элементов, на рис. 12.28 дана фотография внешнего вида усилителя [134].

Усилитель мощности состоит из канального усилителя радиосигнала изображения (РИ) на транзисторах VT3, VT7, VT11, VT14; канального усилителя радиосигнала звукового сопровождения (P3) на транзисторах VT4, VT8, VT10, VT12; диплексера на направленных ответвителях HO1 и HO2; стабилизатора напряжения базового смещения на транзисторах VT13, VT16; стабилизатора напряжения питания входных каскадов на транзисторе VT9; защиты от превышения напряжением питания своего номинального значения.

Первые два каскада канальных усилителей работают в режиме класса А и выполнены с использованием межкаскадных корректирующих цепей второго порядка [135]. Стабилизация токов покоя каскадов достигается благодаря применению схемы активной коллекторной термостабилизации (см. раздел 2.1), а сами токи покоя устанавливаются подбором номиналов резисторов R11, R12, R19, R20. Для транзисторов VT3, VT4, VT7, VT8 токи покоя равны 0,2; 0,1; 0,4; 0,2 А соответственно.

Выходные и предоконечные каскады усилителей работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизатором напряжения базового смещения

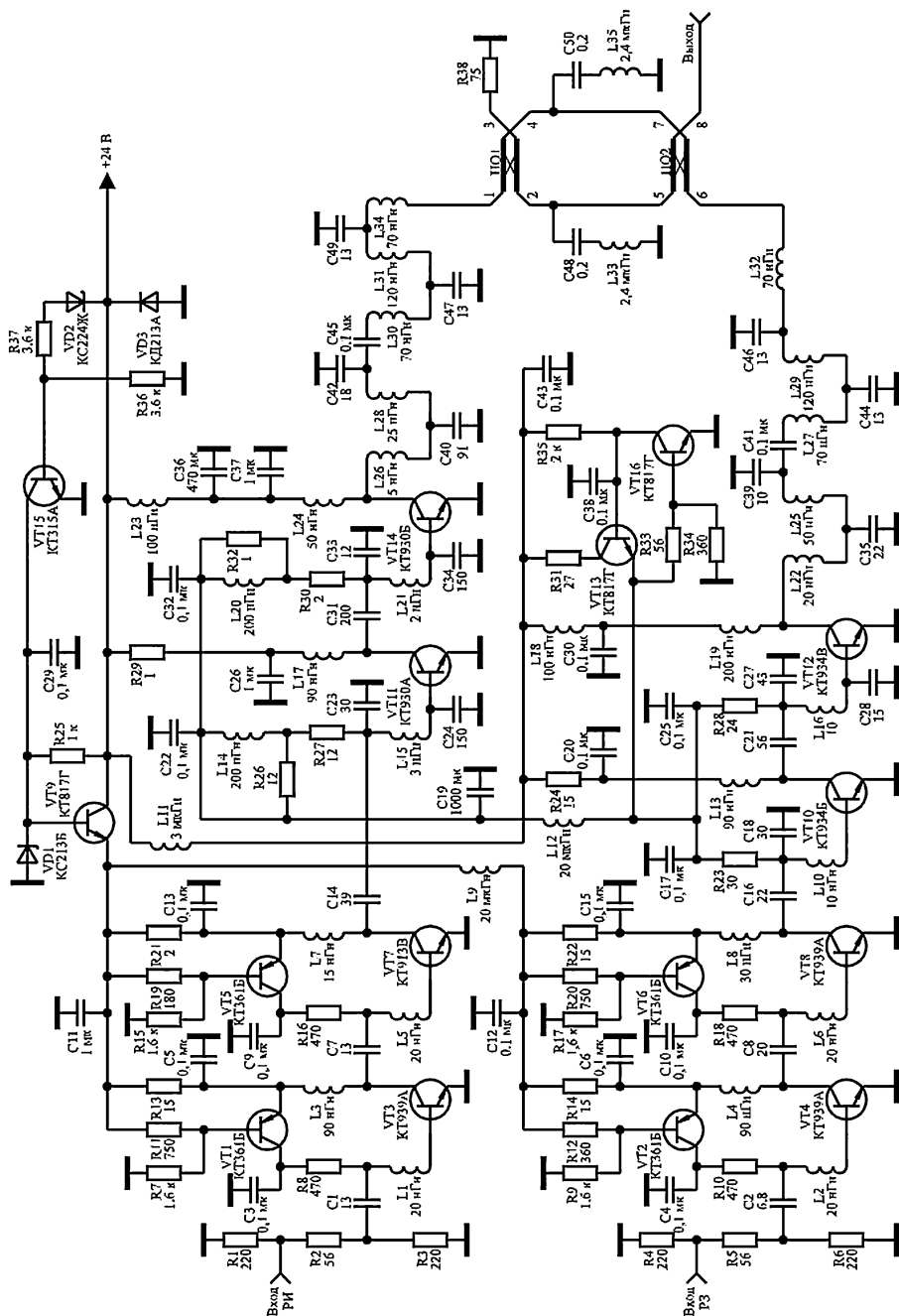


Рис. 12.25. Принципиальная схема усилителя мощности телевизионного передатчика



Рис. 12.26. Чертежи печатных плат усилителя М1:2

(см. раздел 2.2). Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора R34, стоящего в цепи базы транзистора VT16. В выходных и предоконечных каскадах использованы полосовые межкаскадные корректирующие цепи пятого порядка [25], обеспечивающие высокие технические характеристики усилителя и обладающие простотой конструктивной реализации и настройки.

На выходах канальных усилителей включены трансформаторы сопротивлений с коэффициентом трансформации 1:25 в канале усиления радиосигнала изображения и 1:4 в канале усиления радиосигнала звукового сопровождения, выполненные в виде фильтров нижних частот четвертого порядка и состоящие из элементов L26, C40, L28, C42 и L22, C35, L25, C39 (см. раздел 3.3).

Для подавления высших гармонических составляющих в спектре выходного сигнала, после трансформаторов импедансов включены чебышевские фильтры нижних частот пятого порядка, состоящие из элементов L30, C47, L31, C49, L34 и L27, C44, L29, C46, L32 (см. раздел 3.4).

Каждый из направленных ответвителей диплексера выполнен из двух проводов марки МГТФ 1×0,35 длиной 31 см, намотанных

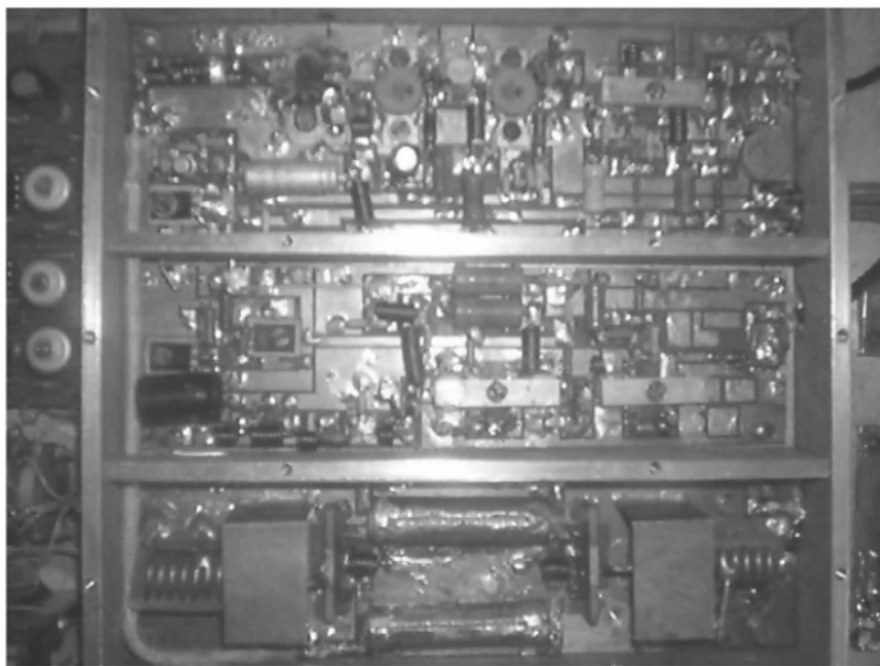


Рис. 12.28. Фотография внешнего вида усилителя

тивностей фильтров (см. рис. 8.12) [136]. Для минимизации интермодуляционных искажений, обусловленных взаимодействием радиосигналов изображения и звукового сопровождения, требуется реализация максимальной развязки между сигнальными входами диплексера. Это достигается с помощью регулирования длины продольной щели металлических экранов направленных ответвителей диплексера. При работе усилителя мощности на стандартную нагрузку 75 Ом развязка между сигнальными входами описанного выше диплексера составляет величину порядка 25...35 дБ.

Защита от превышения напряжением питания номинального значения, выполненная на стабилитроне VD2, срабатывает при величине питающего напряжения 25,5 В. Диод VD3 установлен для защиты транзисторов усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

Настройка усилителя мощности состоит из следующих этапов.

Вначале производится покаскадная настройка входных каскадов канальных усилителей. Для этого с помощью резисторов R11, R12, R19, R20 устанавливаются токи покоя транзисторов VT3, VT4, VT7, VT8. Затем в качестве нагрузки транзистора VT3 через

разделительный конденсатор подключается резистор 75 Ом. Подбором конденсатора С1 достигается равномерная амплитудно-частотная характеристика каскада в полосе 49...230 МГц. После этого в цепи коллектора транзистора VT7 устанавливается катушка индуктивности L7 величиной 200...400 нГн и в качестве нагрузки транзистора VT7 подключается резистор 75 Ом. Подбором конденсатора С7 достигается равномерная амплитудно-частотная характеристика двух первых каскадов усилителя радиосигнала изображения. Аналогично настраиваются первые два каскада усилителя радиосигнала звукового сопровождения.

Настройка каскада на транзисторе VT11 начинается с подключения на его выход нагрузки 75 Ом, замены резистора R29 на двухваттный резистор с сопротивлением 10 Ом и установки с помощью резистора R34 тока покоя транзистора VT11 равным 0,2...0,3 А. Двухваттный резистор необходим для защиты транзистора VT11 от выгорания при возможном самовозбуждении схемы во время настройки. Формирование амплитудно-частотной характеристики каскада с помощью межкаскадной корректирующей цепи, состоящей из элементов L7, С14, С23, L15, С24, производится в следующей последовательности. При заданных нижней $f_{н}$ и верхней $f_{в}$ частотах полосы пропускания усилителя радиосигнала изображения подбором конденсатора С23 устанавливается максимально возможный коэффициент усиления настраиваемых каскадов на частоте $f_{в}$. Далее величина индуктивности L7 изменяется так, чтобы на частоте $f_{н}$ коэффициент усиления каскадов также стал максимально возможным. Если окажется, что на частоте $f_{н}$ коэффициент усиления больше, чем на частоте $f_{в}$ следует уменьшить величину конденсатора С14 и заново найти оптимальное значение индуктивности L7.

Перед настройкой окончного каскада необходимо отключить режекторные фильтры диплексера и осуществить поочередную настройку фильтра нижних частот и трансформатора импедансов, стоящих на выходе усилителя радиосигнала изображения. Настройка окончного каскада производится аналогично настройке каскада на транзисторе VT11. Однако ток покоя транзистора VT14 может быть увеличен до 0,4...0,6 А.

После формирования амплитудно-частотной характеристики усилителя радиосигнала изображения, осуществляемого в режиме малого сигнала, резистор R34 в базе транзистора VT16 увеличивается до величины, при которой ток покоя транзистора VT14 становится равным 50...100 мА. На вход усилителя подается сигнал яркости 12 канала и проверяется отсутствие самовозбуждения уси-

лителя при различных уровнях входного воздействия. После этого 10-омные резисторы в коллекторных цепях транзисторов VT11, VT14 заменяются резистором 1 Ом и индуктивностью 100 нГн соответственно, и осуществляется измерение максимальной величины выходной мощности настраиваемого усилителя. Варьируя в небольших пределах величинами элементов трансформатора импедансов L26 и C40, можно дополнительно подстроить усилитель на максимум отдаваемой мощности. Линеаризация амплитудной характеристики усилителя достигается соответствующим выбором токов покоя транзисторов VT11 и VT14, которая производится после настройки усилителя на максимальную выходную мощность.

Аналогично настраиваются предоконечный и выходной каскады усилителя радиосигнала звукового сопровождения. Питание усилителя радиосигнала изображения при этом отключается. Отличие в настройке заключается в выборе меньших токов покоя транзисторов VT10 и VT12 и в том, что при отключенных режекторных фильтрах радиосигнал звукового сопровождения будет выделяться не в нагрузке, а в балластном сопротивлении диплексера R38.

После настройки канальных усилителей к диплексеру подключаются режекторные фильтры и происходит их настройка на частоту радиосигнала звукового сопровождения.

Коэффициенты усиления канальных усилителей регулируются с помощью резистивных аттенюаторов, стоящих на их входах.

Печатные платы усилителя радиосигнала изображения, усилителя радиосигнала звукового сопровождения и диплексера размерами 180 × 60 мм, 180 × 50 мм и 180 × 50 мм изготавливаются из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 3 мм. Пунктирной линией на рис. 12.27 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Транзисторы VT3, VT4, VT7—VT14, VT16 крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Однако между транзисторами VT9, VT13, VT16 и основанием следует устанавливать слюдяные прокладки и перед настройкой усилителя убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами этих транзисторов и земляной шиной.

Один из выводов элементов L26, C40, C42 трансформатора импедансов припаивается к металлизированным площадкам керамической подложки, имеющей размеры 19 × 9 мм. У катушки индуктивности L28 оба вывода припаиваются к металлизированным

площадкам подложки. Подложка прижимается к основанию стеклотекстолитовой пластиной. Нижняя часть подложки перед установкой смазывается теплопроводящей пастой. Это необходимо для устранения перегрева элементов трансформатора.

ПУМ выполнен в корпусе размером $190 \times 180 \times 35$ мм, состоящем из трех отдельных секций, в которых размещены канальные усилители и диплексер. При длительной работе усилителя его необходимо устанавливать на радиатор.

Достоинством рассматриваемого схемного решения и разработанной печатной платы является возможность перестройки собранного усилителя на любой из 1—12 каналов телевидения. При настройке на 1—5 каналы входные каскады канальных усилителей не используются.

12.7. Усилитель диапазона 142...148 МГц мощностью 75 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	142...148 МГц;
выходная мощность, не менее	75 Вт;
коэффициент усиления	12 ± 1 дБ;
сопротивление генератора и нагрузки	50 либо 75 Ом;
напряжение питания.	13,8...15 В;
потребляемый ток в режиме молчания.	0,1 А;
максимальное значение потребляемого тока	12 А;
при коротком замыкании или отключении нагрузки потребляемый ток уменьшается до	2...5 А;
габаритные размеры корпуса усилителя	$135 \times 95 \times 30$ мм.

Принципиальная схема усилителя приведена на рис 12.29, на рис. 12.30 чертеж печатной платы, рис. 12.31 — печатная плата с расположением элементов, рис. 12.32 — фотография внешнего вида усилителя [137].

Усилитель содержит входной резистивный делитель напряжения, два каскада усиления, трансформатор сопротивлений, стабилизатор напряжения базового смещения, защиту от перегрузки по входу, термозащиту, защиту от холостого хода и короткого замыкания нагрузки, защиту от превышения напряжением питания номинального значения.

Резистивный делитель напряжения, стоящий на входе усилителя, обеспечивает его согласование с сопротивлением генератора при срабатывании схем защиты. На фотографии резистор R1 де-

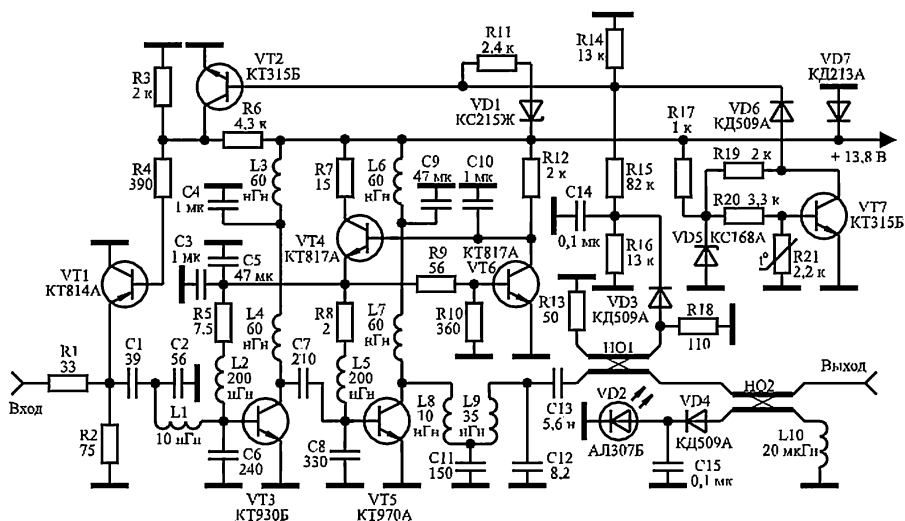


Рис. 12.29. Принципиальная схема усилителя диапазона 142...148 МГц

лителя не виден, так как использован резистор, выполненный по тонкопленочной технологии на керамическом основании и конструктивно расположенный под двумя двухваттными резисторами нижнего плеча делителя. При необходимости в качестве резистора R1 может быть использовано параллельное соединение трех двухваттных резисторов номиналом 100 Ом. Если согласования с генератором сигналов, при внештатном режиме работы усилителя, не требуется, то делитель из схемы можно убрать. В этом случае коэффициент усиления усилителя возрастет примерно в два раза.

Оба каскада усилителя на транзисторах VT3 и VT5 работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизатором напряжения базового смещения на транзисторах VT4 и VT6. Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора R10, стоящего в цепи базы транзистора VT6. При отсутствии резистора R10 коллекторные токи транзисторов VT3 и VT5 составляют несколько миллиампер. При подключении R10 напряжение на базе транзистора VT6 уменьшается, что приводит к увеличению базового смещения транзисторов VT3, VT5 и увеличению их коллекторных токов. Во входном и выходном каскадах использованы полосовые межкаскадные корректирующие цепи пятого и третьего порядка [137], обеспечивающие высокие технические характеристики усилителя и обладающие простотой конструктивной реализации и настройки.

Оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора, на которое он отдаст максимальную мощность, составляет едини-

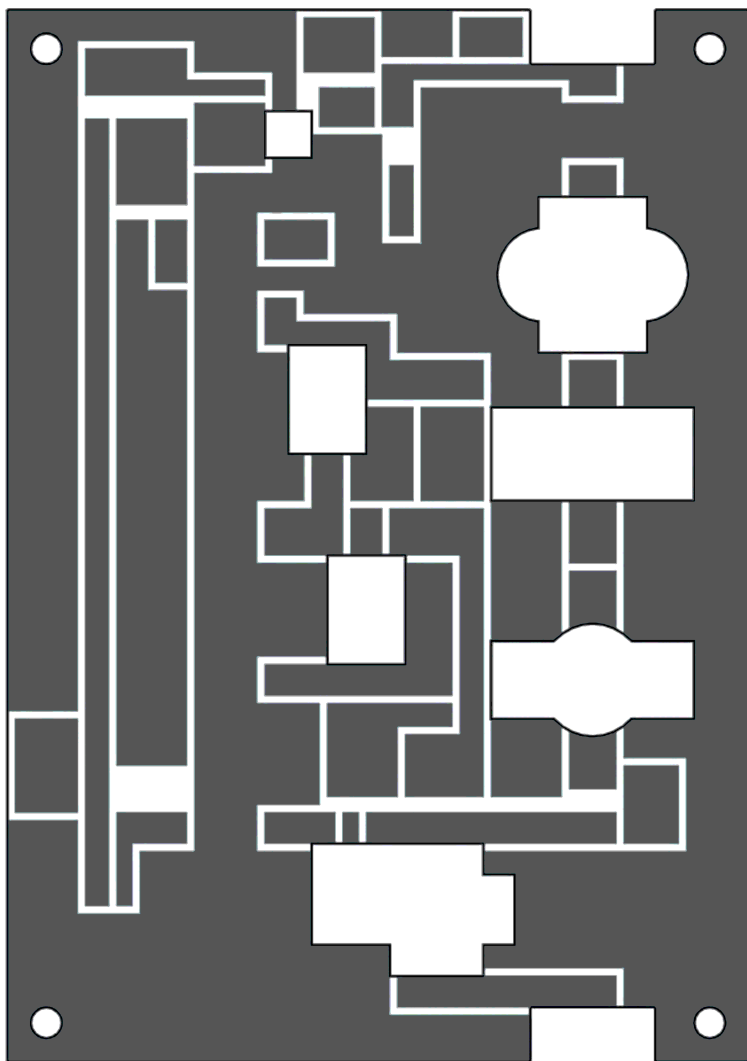


Рис. 12.30. Чертеж печатной платы усилителя

цы ом. Поэтому на выходе усилителя включен трансформатор импедансов с коэффициентом трансформации 1:25, выполненный в виде фильтра нижних частот четвертого порядка (см. раздел 3.4) состоящий из элементов L8, C11, L9, C12.

С целью сохранения работоспособности усилителя при перегрузке по входу, на выходе резистивного делителя включен биполярный транзистор VT1, играющий роль самоуправляемого огра-

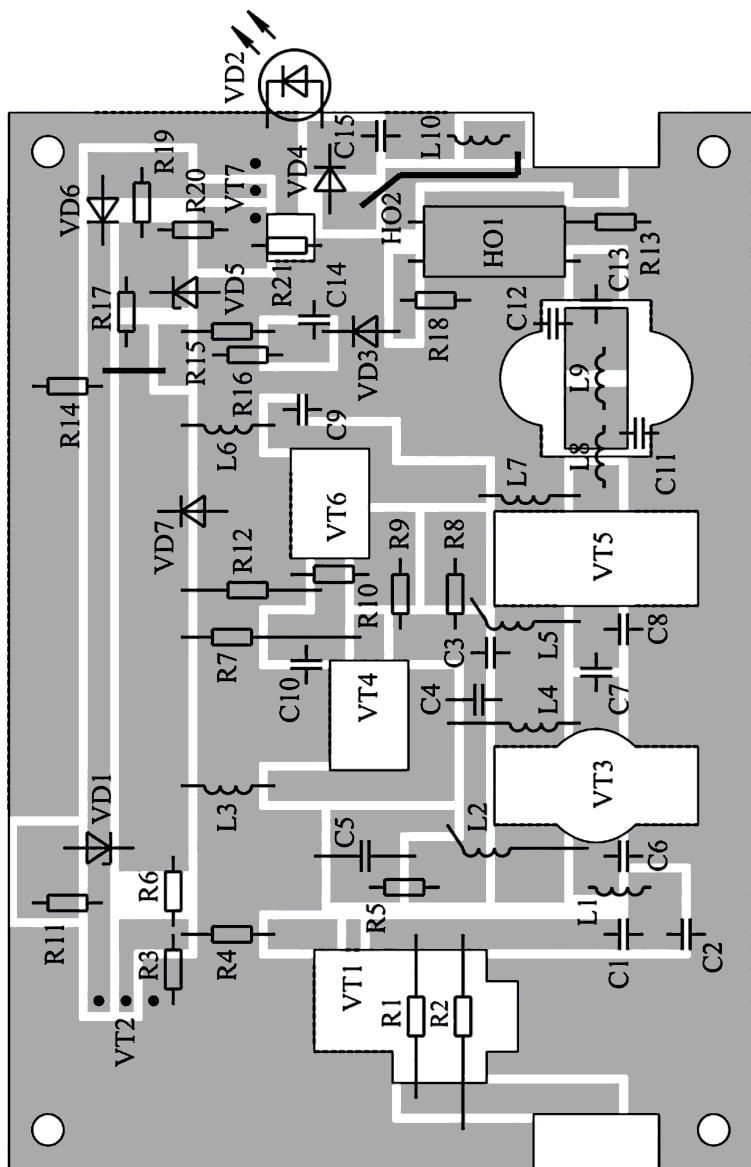


Рис. 12.31. Расположение элементов усилителя

ничителя входных сигналов. Порог срабатывания ограничителя устанавливается делителем на резисторах R3 и R6. С уменьшением постоянного напряжения на базе VT1 уменьшится сигнальное напряжение, подаваемое на вход первого каскада. Подробное описа-

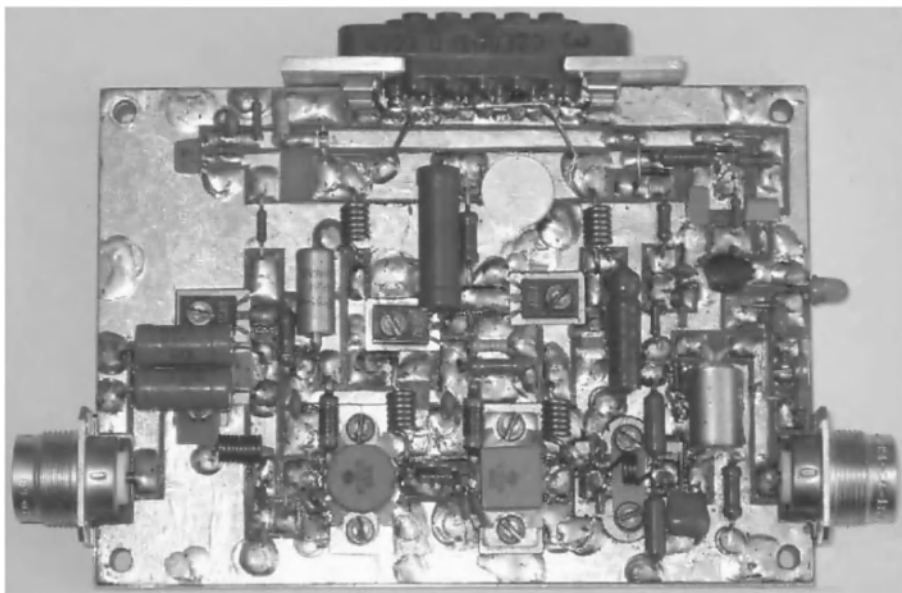


Рис. 12.32. Фотография внешнего вида усилителя

ние физики работы ограничителя и методика его настройки даны в разделе 10.2.

Ограничитель на транзисторе VT1 используется также в качестве управляемого ограничителя при срабатывании защиты от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиты.

С увеличением рассогласования нагрузки усилителя с его выходным сопротивлением увеличивается напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны направленного ответвителя HO1. Это напряжение детектируется детектором на диоде VD3 и, открывая транзистор VT2, приводит к уменьшению порога срабатывания ограничителя на транзисторе VT1. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя падает пропорционально росту рассогласования нагрузки. Направленный ответвитель HO1 выполнен из двух проводов марки МГТФ $1 \times 0,35$ длиной 40 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В рабочем диапазоне частот усилителя переходное затухание HO1 равно около 30 дБ. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования усилителя по выходу устанавливается выбором номинала резистора R15.

Защита от превышения напряжением питания номинального значения выполнена на стабилитроне VD1. Установка схемы термозащиты на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью резистора R20. Диод VD7 установлен для защиты транзисторов усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

Изготовление и настройка усилителя мощности состоит из следующих этапов.

Печатная плата (рис. 12.30) размером 135×95 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм. Пунктирной линией на рис. 12.31 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы. В качестве основания может служить радиатор, либо, как это видно на фотографии, дюралевая пластина толщиной 10...15 мм. В этом случае, после настройки, пластина крепится на радиатор. Для многочасовой работы усилителя необходим радиатор размером 300×400 мм, либо использование принудительной вентиляции.

Транзисторы VT3 и VT5 крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты, так же как и транзистор VT1. При креплении транзисторов VT4 и VT6 так же используется теплопроводящая паста. Однако между транзисторами и основанием следует устанавливать слюдяную прокладку и перед настройкой усилителя с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами транзисторов и земляной шиной.

Один из выводов элементов L8, C11, C12 трансформатора импедансов припаивается к керамической подложке размером 19×9 мм, имеющей две металлизированные площадки. У индуктивности L9 оба вывода припаиваются к металлизированным площадкам подложки. Подложка, как видно на фотографии, прижата к основанию стеклотекстолитовой пластиной. Нижняя часть подложки перед установкой смазывается теплопроводящей пастой. Это необходимо для устранения перегрева элементов трансформатора. Если нет возможности напыления металлизированных площадок на керамическую подложку, в качестве металлизированных площадок могут быть использованы металлические пластинки размером 9×9 мм, прижатые к керамике с использованием теплопроводящей пасты.

Терморезистор схемы термозащиты устанавливается в отверстие печатной платы и приклеивается к основанию эпоксидным клеем.

Направленный ответитель НО2 выполнен в виде отрезка провода диаметром 0,5...1 мм и длиной 15 мм, который расположен на расстоянии 5...7 мм над полоском длинной линии идущей от НО1 к выходу усилителя. Загорание светодиода VD2 свидетельствует о работе усилителя в штатном режиме.

Вначале производится настройка входного каскада усилителя. Для этого в качестве нагрузки транзистора VT3 через разделительный конденсатор подключается резистор 50 Ом. Вместо индуктивности L3 ставится двухваттный резистор номиналом 10 Ом и с помощью резистора R10 ток покоя транзистора VT3 устанавливается равным 0,2...0,3 А. Двухваттный резистор необходим для защиты транзистора VT3 от выгорания при возможном самовозбуждении схемы во время настройки. С помощью изменения номинала конденсатора C2 изменяется центральная частота полосы пропускания каскада, изменением номинала конденсатора C1 регулируется ширина полосы пропускания каскада. Чем больше номинал конденсатора C1, тем больше полоса пропускания каскада. Чем больше номинал конденсатора C2, тем меньше его центральная рабочая частота.

После настройки входного каскада к нему подключается выходной каскад, в котором предварительно вместо индуктивности L6 впаявается двухваттный резистор номиналом 10 Ом. Трансформатор импедансов также подключается к выходному каскаду. Изменением конденсатора C8 достигается максимальный коэффициент усиления усилителя на частоте 143 МГц, изменением конденсатора C7 достигается требуемая ширина его полосы пропускания.

Индуктивности выводов конденсаторов C6, C8, C11 приводят к значительному ухудшению характеристик усилителя. В тоже время безындуктивные конденсаторы типа К10-42 не допускают перепайки. Поэтому в усилителе использованы дисковые керамические конденсаторы, а для уменьшения влияния индуктивностей их выводов каждый из конденсаторов C6, C8 реализован в виде параллельного соединения трех конденсаторов примерно одинакового номинала. Конденсатор C11 выполнен в виде параллельного соединения шести конденсаторов номиналом 24 пФ, что связано с большой выходной мощностью усилителя.

После формирования амплитудно-частотной характеристики усилителя, которое ведется в режиме малого сигнала, резистор R10 выпаявается из схемы, на вход усилителя подается амплитудно-модулированный сигнал и проверяется отсутствие самовозбуждения усилителя при различных уровнях входного воздействия. В случае самовозбуждения усилителя следует параллельно индук-

тивностям L2 и L5 подключить резисторы, сопротивление которых выбирается равным 24...30 Ом. Это приводит к некоторому уменьшению выходной мощности, однако значительно повышает надежность работы усилителя. На фотографии видны индуктивности L2 и L5, намотанные на резисторы сопротивлением 27 Ом и номинальной мощностью 0,5 Вт. Затем 10-омные резисторы в коллекторных цепях транзисторов VT3 и VT5 заменяются индуктивностями L3, L6 и осуществляется измерение максимальной величины выходной мощности настроившегося усилителя. Варьируя в небольших пределах величинами элементов трансформатора импедансов L8, C11 и C12, можно дополнительно подстроить усилитель на максимум отдаваемой мощности. Правильно настроенный усилитель при выходной мощности 75 Вт должен потреблять ток равный 10...14 А.

Теперь, изменяя сопротивление резистора R3 или R6, устанавливается порог срабатывания ограничителя на транзисторе VT1. К примеру, уменьшение сопротивления резистора R3 должно приводить к уменьшению выходной мощности при неизменном уровне входного воздействия.

При работе на стандартную нагрузку 50 Ом и уровне выходного сигнала равном 75 Вт на выходе детектора, выполненного на диоде VD3, напряжение должно быть не более 0,1...0,2 В. В противном случае следует так подобрать балластное сопротивление направленного ответвителя HO1, чтобы это напряжение было минимальным. Далее при уровне выходного сигнала равном 75 Вт параллельно стандартной нагрузке 50 Ом периодически подключается двухваттный резистор 50 Ом и с помощью изменения номинала резистора R15 устанавливается порог срабатывания схемы защиты от холостого хода и короткого замыкания нагрузки. В случае правильного выбора резистора R15 подключение дополнительного двухваттного резистора 50 Ом к выходу усилителя должно приводить к небольшому уменьшению потребляемого усилителем тока. В этом случае короткое замыкание нагрузки или ее холостой ход будут сопровождаться уменьшением тока потребления в 3...5 раз.

Изменяя напряжение питания в пределах 13...16 В, следует убедиться, что в определенный момент происходит резкое падение выходной мощности и потребляемого усилителем тока, связанные со срабатыванием защиты от превышения напряжением питания номинального значения.

В последнюю очередь необходимо выбором резистора R20 установить схему термозащиты на заданную температуру срабатывания. Чтобы во время настройки усилителя термозащита не ме-

шала работе, диод VD6 следует припаивать перед настройкой схемы термозащиты.

Выходная мощность усилителя может быть повышена до 100...120 Вт, если напряжение питания увеличить до 24 В [24]. Однако для этого необходимо осуществить перенастройку всего усилителя. Кроме того, возрастает вероятность выжигания транзисторов усилителя при его настройке.

Для увеличения коэффициента усиления усилителя до 20...24 дБ, на его входе, перед каскадом на транзисторе КТ930Б, может быть установлен аналогичный каскад на транзисторе КТ930А.

12.8. Усилитель диапазона 143...174 МГц мощностью 100 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	143...174 МГц
выходная мощность, не менее	100 Вт
коэффициент усиления.	13 ±2 дБ
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
напряжение питания	13,8...15 В
потребляемый ток в режиме молчания	0,25 А
максимальное значение потребляемого тока	20 А
потребляемый ток при коротком замыкании либо отключении нагрузки, не более	6 А
габаритные размеры корпуса усилителя	275 × 130 × 70 мм

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 12.33 и является модификацией схемы, описанной в [138], на рис. 12.34 приведен чертеж печатной платы, на рис. 12.35 — печатная плата с расположением элементов, на рис. 12.36 — фотография внешнего вида усилителя.

Схема содержит два идентичных канала усиления на микросхемах М68702Н; кольцевые делитель и сумматор мощности; схемы защиты от перегрузки по входу, от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиту.

Рассматриваемый усилитель предназначен для повышения выходной мощности передатчика с 5 Вт до 100 Вт. Однако ввиду большого коэффициента усиления микросхемы М68702Н для получения в нагрузке 100 Вт достаточно иметь одноваттный передатчик. Поглощение излишней мощности осуществляется благодаря применению направленного ответвителя НО1 и аттенюатора

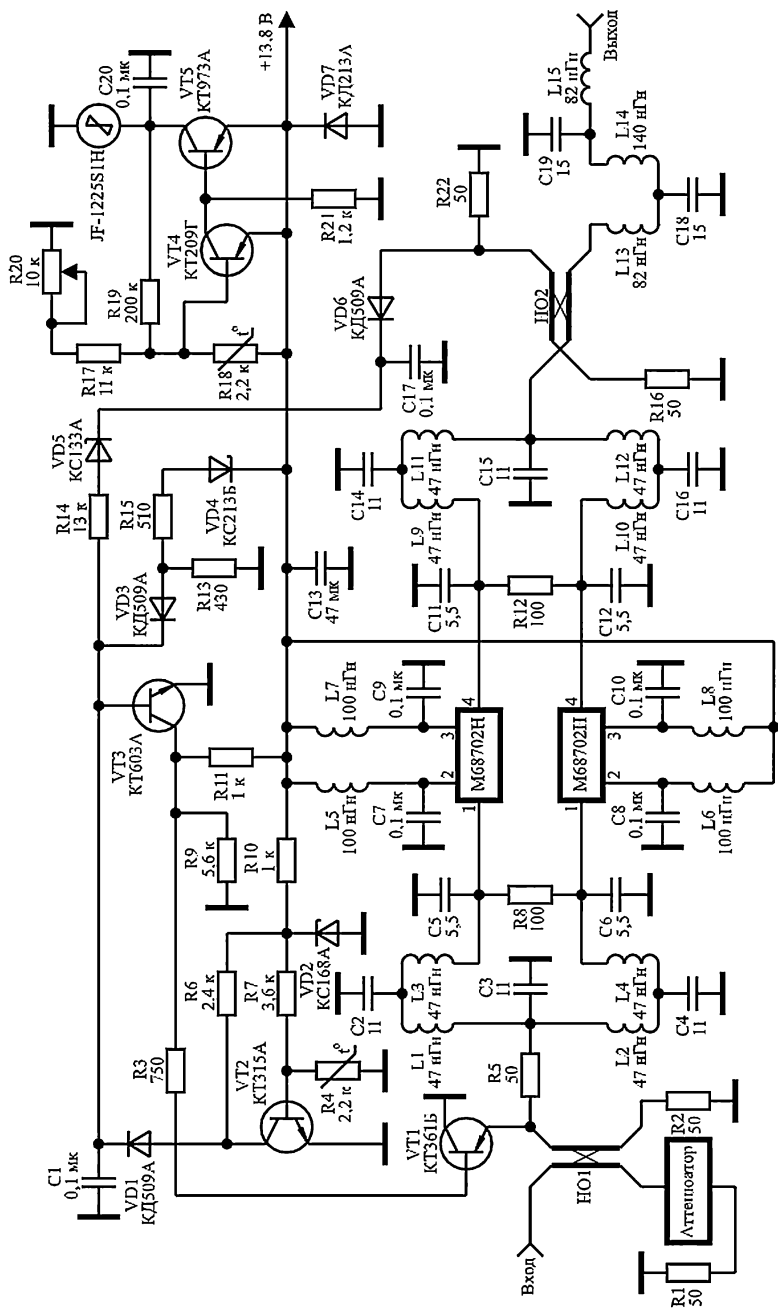


Рис. 12.33. Принципиальная схема усилителя диапазона 143...174 МГц

С6-1-10-1, нагруженного на резистор R1. Вместо аттенюатора и резистора R1 может быть использовано параллельное соединение четырех двухваттных резисторов номиналом 200 Ом. При отключении НО1 коэффициент усиления усилителя увеличивается до 22 дБ. Направленный ответвитель НО1 выполнен из двух проводов марки МГТФ 1×0,35 длиной 80 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В рабочем диапазоне частот усилителя переходное затухание НО1 равно 8...9 дБ.

С целью сохранения работоспособности усилителя при перегрузке по входу, на выходе НО1 включен биполярный транзистор VT1, играющий роль самоуправляемого ограничителя входных сигналов. Порог срабатывания ограничителя устанавливается делителем на резисторах R9 и R11. С уменьшением постоянного напряжения на базе VT1 уменьшается сигнальное напряжение, подаваемое на вход кольцевого делителя мощности и на входы микросхем соответственно (см. раздел 10.2).

Ограничитель на транзисторе VT1 используется также в качестве управляемого ограничителя при срабатывании защиты от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиты.

С увеличением рассогласования нагрузки усилителя с его выходным сопротивлением увеличивается напряжение, снимаемое с

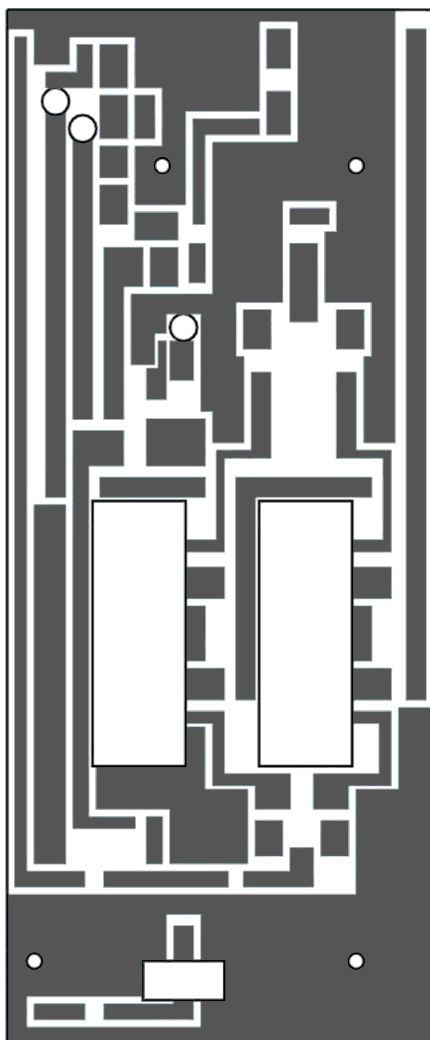


Рис. 12.34. Чертеж печатной платы усилителя M1:2

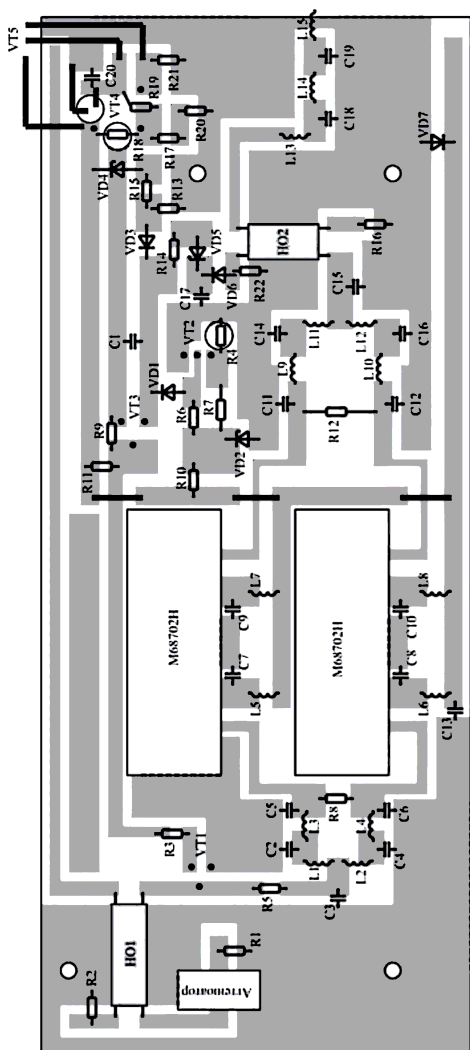


Рис. 12.35. Расположением элементов

рой корпуса усилителя определенного значения. Терморезистор схемы термозащиты приклеивается к корпусу усилителя эпоксидным клеем. С увеличением температуры корпуса сопротивление терморезистора падает, что приводит к запирающему транзистору VT2 и открыванию VT3. Установка схемы термозащиты на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью резистора R7.

выхода отраженной волны направленного ответвителя НО2. Это напряжение детектируется детектором на диоде VD6 и, открывая транзистор VT3, приводит к уменьшению порога срабатывания ограничителя на транзисторе VT1. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя будет падать пропорционально росту рассогласования нагрузки. Направленный ответвитель НО2 выполнен из двух проводов марки МГТФ 1×0,35 длиной 45 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В рабочем диапазоне частот усилителя переходное затухание НО2 равно 30...35 дБ. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования усилителя по выходу устанавливается выбором резистора R14 и стабилитрона VD5. В качестве изоляторов НО1 и НО2 могут быть использованы деревянные цилиндры.

Схема термозащиты на транзисторе VT2 минимизирует напряжение управления при превышении температу-

Защита от превышения напряжением питания номинального значения выполнена на стабилитроне VD4 и приводит к падению выходной мощности усилителя при величине питающего напряжения более 15,5 В. Диод VD7 установлен для защиты микросхем усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

Усилитель собран на радиаторе 330 × 130 мм. При длительной работе усилителя площади радиатора для охлаждения усилителя оказывается недостаточно. Поэтому в усилителе предусмотрено использование принудительной вентиляции с помощью вентилятора типа JF-1225S1H со схемой управления на транзисторах VT4, VT5. Температура корпуса усилителя, при которой включается принудительная вентиляция, устанавливается потенциометром R20.

В усилителе использованы кольцевые схемы сложения, применяемые для синфазного возбуждения и суммирования мощности двух каналов усиления и позволяющие создавать усилители с полосой пропускания до 20...30 % (см. раздел 7.3). При изготовлении кольцевых схем сложения на элементах с сосредоточенными параметрами значения этих элементов могут быть рассчитаны по формулам (7.1).

На выходе усилителя установлен чебышевский фильтр нижних частот пятого порядка, обеспечивающий подавление высших гармонических составляющих в спектре выходного сигнала (см. раздел 3.4).

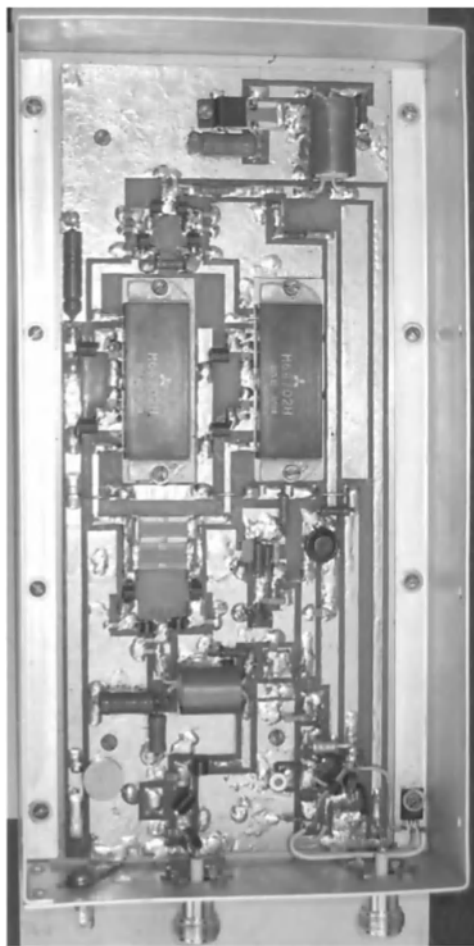


Рис. 12.36. Фотография внешнего вида усилителя

Печатная плата (рис. 12.34) размером 265×110 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм. Пунктирной линией на рис. 12.35 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Микросхемы крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты, так же как и транзистор VT5. Однако между транзистором VT5 и основанием следует устанавливать слюдяную прокладку и перед настройкой усилителя следует с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллектором VT5 и земляной шиной.

12.9. Усилитель телевизионного передатчика мощностью 120 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	90...100 МГц
уровень выходной мощности, ограниченный сжатием синхроимпульсов телевизионного радиосигнала изображения на 2 %, не менее	120 Вт
коэффициент усиления	$20 \pm 0,25$ дБ
сопротивление генератора	50 Ом
сопротивление нагрузки	75 Ом
напряжение питания	24 В
потребляемый ток в режиме молчания	0,15 А
максимальное значение потребляемого тока	16 А
габаритные размеры корпуса усилителя.	$140 \times 120 \times 30$ мм

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 12.37, на рис. 12.38 — чертеж печатной платы, на рис. 12.39 — печатная плата с расположением элементов, на рис. 12.40 — фотография внешнего вида усилителя.

Для повышения линейности амплитудной характеристики ПУМ использован корректор, реализующий принцип предсказаний усиливаемого сигнала (см. раздел 8.1). Усилитель содержит корректор, два каскада усиления, стабилизатор напряжения базового смещения, выходной трансформатор сопротивлений, схемы защиты от перегрузки по входу, от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиту.

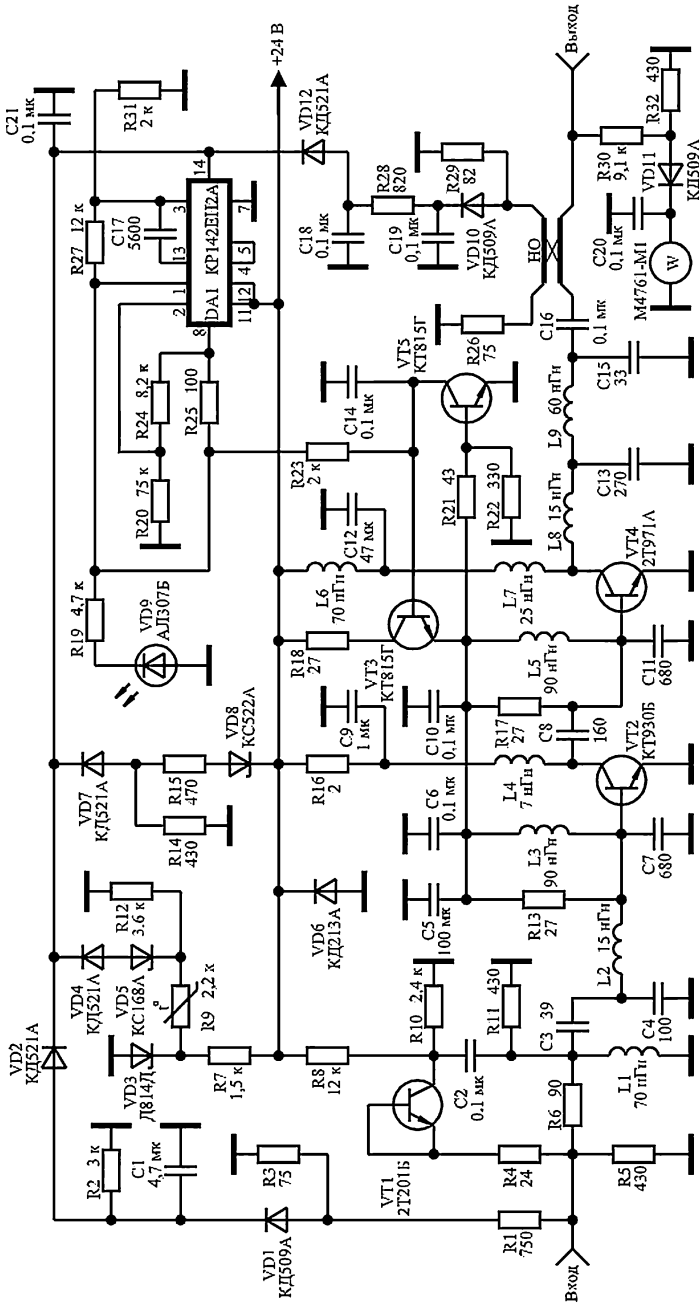


Рис. 12.37. Принципиальная схема усилителя пятого канала ТВ

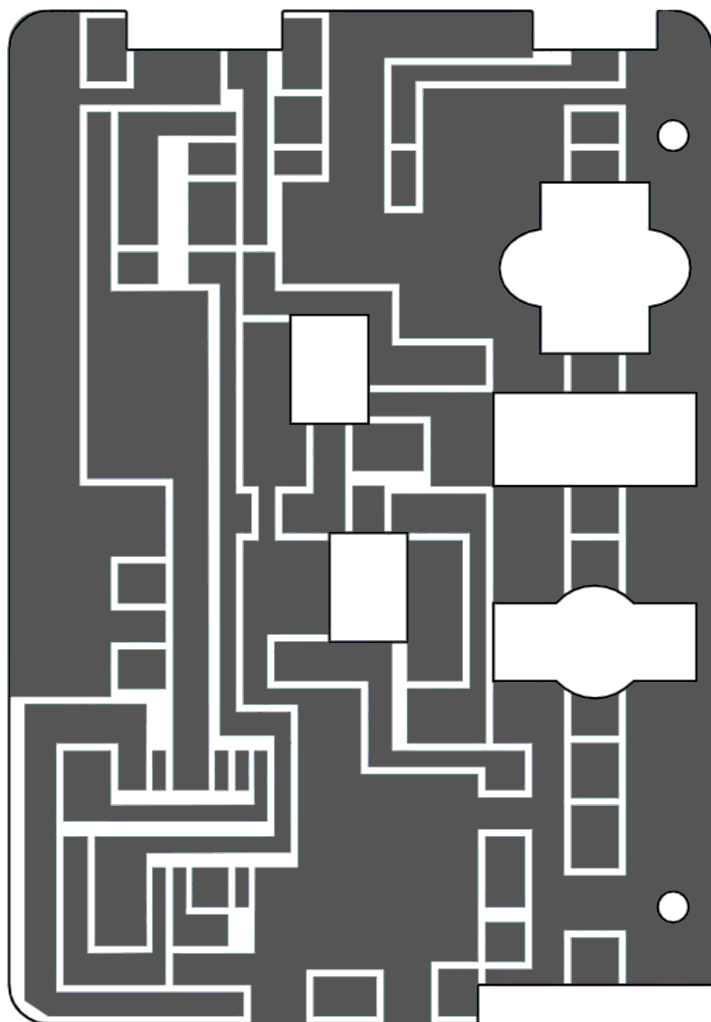


Рис. 12.38. Чертеж печатной платы усилителя

В качестве корректирующего элемента корректора использована управляемая нелинейная емкость коллектор-эмиттер $C_{кэ}$ закрытого низкочастотного транзистора $VT1$. Для реализации максимальной скорости нарастания значения емкости $C_{кэ}$ при уменьшении напряжения коллектор-эмиттер $U_{кэ}$ база и эмиттер транзистора $VT1$ соединены вместе.

Работа корректора основана на увеличении коэффициента его передачи при увеличении среднего значения емкости $C_{кэ}$ за пери-

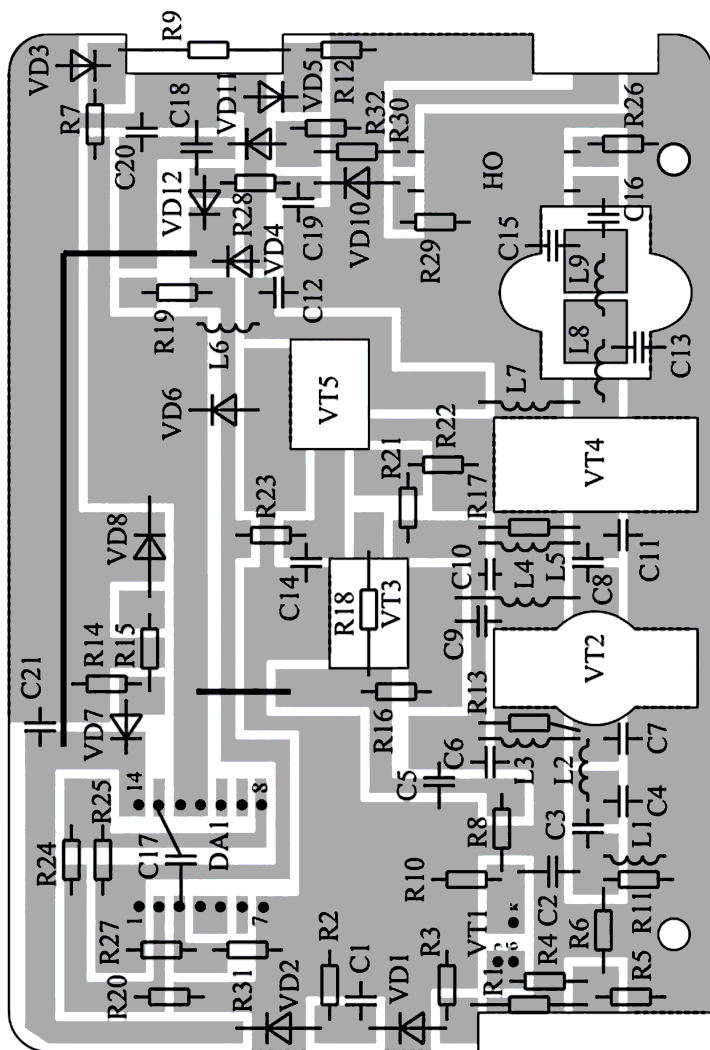


Рис. 12.39. Расположение элементов усилителя

од высокочастотного колебания. Напряжение $U_{кз}$ транзистора VT1 устанавливается с помощью делителя на резисторах R8 и R10. Изменением резистора R4 осуществляется плавная регулировка наклона амплитудной характеристики усилителя в области больших напряжений.

Оба усилительных каскада на транзисторах VT2 и VT4 работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла

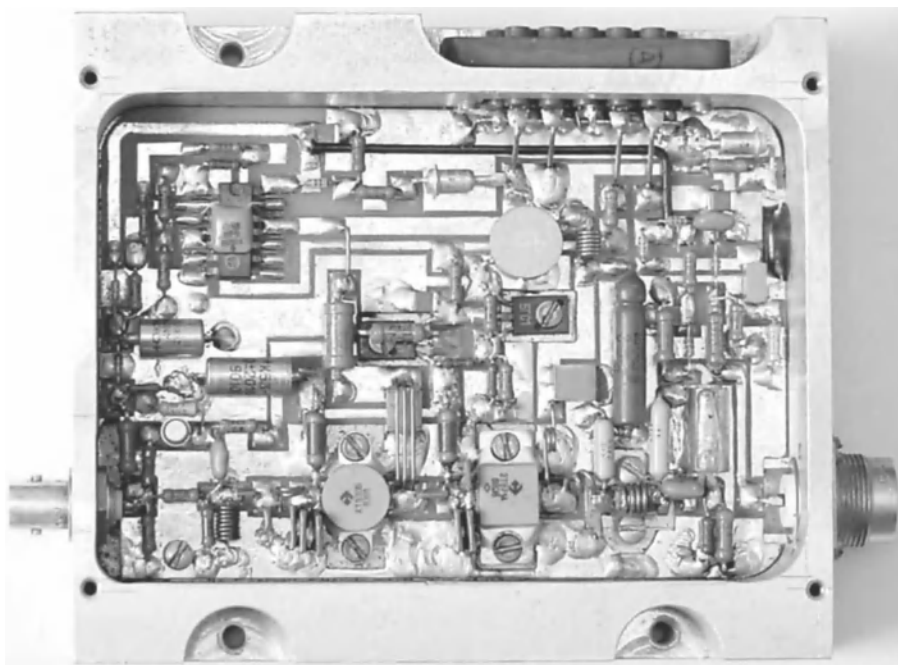


Рис. 12.40. Фотография внешнего вида усилителя

отсечки обеспечивается стабилизатором напряжения базового смещения (см. раздел 2.2), выполненного на транзисторах VT3 и VT5. Требуемый угол отсечки транзисторов VT2 и VT4 устанавливается подбором номинала резистора R22, обеспечивающего линеаризацию начального участка амплитудной характеристики усилителя. При отсутствии резистора R22 коллекторные токи каждого из транзисторов VT2 и VT4 составляют величину 10...40 мА. При подключении R22 напряжение на базе транзистора VT5 уменьшается и его выходное сопротивление по постоянному току растет, что приводит к увеличению базового смещения транзисторов VT2 и VT4 и увеличению их коллекторных токов.

Стабилизатор напряжения базового смещения используется также в качестве элемента управления коэффициентом усиления ПУМ. Появление сигнала от любой из защит усилителя, превышающего определенное значение, приводит к уменьшению напряжения на выходе стабилизатора на микросхеме DA1 и уменьшению напряжения смещения на базе транзистора VT3 стабилизатора напряжения базового смещения. Угол отсечки транзисторов VT2 и VT4 в этом случае уменьшается, уменьшая, тем самым, коэффи-

цент усиления ПУМ. В случае дальнейшего увеличения сигнала защиты напряжение базового смещения уменьшается до нуля, и коэффициент усиления ПУМ становится равным 2...5 дБ.

В ПУМ использованы полосовые межкаскадные корректирующие цепи четвертого и пятого порядков [137], обеспечивающие высокие технические характеристики усилителя и обладающие простотой конструктивной реализации и настройки.

Оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора, на которое он отдает максимальную мощность, составляет единицы Ом. Поэтому на выходе усилителя включен трансформатор сопротивлений с коэффициентом трансформации 1:25, выполненный в виде фильтра нижних частот четвертого порядка (см. раздел 3.4) и состоящий из элементов L8, L9, C13, C15.

С целью сохранения работоспособности ПУМ при подаче на его вход сигналов с амплитудой больше номинального значения в усилителе установлен детектор на диоде VD1, выходное напряжение которого пропорционально уровню входного воздействия. При превышении входным сигналом определенного значения выпрямленное детектором напряжение, попадая на вывод управления микросхемы DA1, приводит к уменьшению коэффициента усиления ПУМ. Порог срабатывания защиты по входу устанавливается выбором номинала резистора R1 либо R3.

С увеличением рассогласования нагрузки усилителя с его выходным сопротивлением увеличивается напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны направленного ответвителя. Это напряжение детектируется детектором на диоде VD10 и попадая на вывод управления микросхемы DA1 приводит к уменьшению коэффициента усиления ПУМ. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя падает пропорционально росту рассогласования нагрузки. НО выполнен из двух проводов марки МГТФ 1×0,35 длиной 45 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор диаметром 7 мм, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран (см. раздел 8.2). В рабочем диапазоне частот усилителя переходное затухание НО равно 30...35 дБ. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования усилителя по выходу устанавливается выбором резистора R28.

Защита от превышения напряжением питания номинального значения выполнена на стабилитроне VD8. Установка схемы термозащиты, выполненной на терморезисторе R9 и стабилитроне VD5, на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью резистора R12. Диод VD6 установлен для защиты транзи-

сторы усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

Печатная плата (рис. 12.38) размером 130×90 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм.

Пунктирной линией на рис. 12.39 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Транзисторы VT2 и VT4 крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. При креплении транзисторов VT3 и VT5 также используется теплопроводящая паста. Однако между транзисторами и основанием следует устанавливать слюдяные прокладки.

Один из выводов элементов L8, C13, C15 трансформатора импульсов припаивается к металлизированным площадкам керамической подложки размером 19×9 мм. У индуктивности L9 оба вывода припаиваются к металлизированным площадкам подложки. Подложка, как видно на фотографии (рис. 12.40), прижата к основанию стеклотекстолитовой пластиной. Нижняя часть подложки перед установкой смазывается теплопроводящей пастой. Это необходимо для устранения перегрева элементов трансформатора.

Терморезистор R9 схемы термозащиты приклеивается к основанию эпоксидным клеем. Индикатор M4761-M1 предназначен для контроля уровня выходной мощности.

Вначале производится настройка входного каскада усилителя при отключенном корректоре. Для этого нагрузка усилителя через разделительный конденсатор подключается к коллектору транзистора VT2. Вместо резистора R16 устанавливается двухваттный резистор номиналом 10 Ом и с помощью резистора R22 ток покоя транзистора VT2 устанавливается равным 0,1...0,2 А. Двухваттный резистор необходим для защиты транзистора VT2 от выгорания при возможном самовозбуждении схемы во время настройки.

Формирование амплитудно-частотной характеристики каскада с помощью межкаскадной корректирующей цепи, состоящей из элементов L1, L2, C3, C4, C7, производится в следующей последовательности. При заданных нижней $f_{\text{н}}$ и верхней $f_{\text{в}}$ частотах полосы пропускания усилителя подбором конденсатора C4 устанавливается максимально возможный коэффициент усиления каскада на частоте $f_{\text{в}}$. Далее величина индуктивности L1 изменяется так, чтобы на частоте $f_{\text{н}}$ коэффициент усиления каскада также стал

максимально возможным. Если окажется, что на частоте f_H коэффициент усиления больше, чем на частоте f_B , следует уменьшить величину конденсатора $C3$ и заново найти оптимальное значение индуктивности $L1$.

После настройки входного каскада к нему подключается выходной каскад, в котором предварительно вместо индуктивности $L6$ впаивается двухваттный резистор номиналом 10 Ом и производится его настройка аналогично настройке входного каскада. Отличие заключается в том, что нагрузка подключается не к коллектору транзистора, а к выходу трансформатора импедансов, состоящему из элементов $L8$, $C13$, $L9$, $C15$. При неизменном резисторе $R22$ токи покоя транзисторов $VT2$ и $VT4$ должны находиться в пределах 0,1...0,5 А. В противном случае следует изменить номинал резистора $R22$.

После формирования амплитудно-частотной характеристики ПУМ, которое ведется в режиме малого сигнала, номинал резистора $R22$ увеличивается до значения, при котором токи покоя транзисторов $VT2$ и $VT4$ уменьшаются до 10...30 мА. Далее на вход усилителя подается амплитудно-модулированный сигнал для проверки отсутствия самовозбуждения усилителя при различных уровнях входного воздействия. Затем 10-омные резисторы в коллекторных цепях транзисторов $VT2$ и $VT4$ заменяются элементами $R16$, $L6$ и осуществляется измерение максимальной величины выходной мощности настраиваемого усилителя. Варьируя в небольших пределах величинами элементов трансформатора импедансов $L8$, $C13$, $C15$ необходимо подстроить усилитель на минимум потребляемого тока при выходной мощности 150 Вт. Правильно настроенный усилитель при выходной мощности 150 Вт должен потреблять ток равный 14...16 А.

Перед подключением корректора измеряется напряжение входного сигнала $U_{вх.к}$, соответствующее выходному напряжению в точке компрессии коэффициента передачи усилителя без использования корректора [13]. То есть измеряется максимальное значение входного напряжения, при котором коэффициент усиления усилителя еще не начал уменьшаться.

Напряжение на коллекторе транзистора $VT1$ устанавливается равным: $U_{кз} = U_{вх.к} / K_{кор}$, где $K_{кор}$ — коэффициент передачи корректора, который составляет величину 0,1...0,3 раза и измеряется при $U_{кз}$ транзистора $VT1$ равном 4...10 В. Изменением номинала резистора $R4$ осуществляется линеаризация амплитудной характеристики в области больших напряжений.

Теперь, изменяя сопротивление резистора R1, устанавливается порог срабатывания схемы защиты от перегрузки по входу. К примеру, уменьшение сопротивления резистора R1 должно приводить к резкому падению выходной мощности ПУМ при неизменном уровне входного воздействия.

При работе на стандартную нагрузку 75 Ом и уровне выходного сигнала равном 150 Вт на выходе детектора, выполненного на диоде VD10, напряжение должно быть не более 0,3...0,6 В. В противном случае следует так подобрать балластное сопротивление R26 направленного ответвителя, чтобы это напряжение было минимальным. Далее при уровне выходного сигнала равном 150 Вт параллельно стандартной нагрузке 75 Ом периодически подключается двухваттный резистор 75 Ом и с помощью изменения номинала резистора R28 устанавливается порог срабатывания схемы защиты от холостого хода и короткого замыкания нагрузки. В случае правильного выбора резистора R28 подключение дополнительного двухваттного резистора 75 Ом к выходу усилителя должно приводить к небольшому уменьшению потребляемого усилителем тока. В этом случае короткое замыкание нагрузки или ее холостой ход будут сопровождаться уменьшением тока потребления в 4...8 раз.

Изменяя напряжение питания в пределах 24...28 В, следует убедиться, что в определенный момент происходит резкое падение выходной мощности и потребляемого усилителем тока, связанные со срабатыванием защиты от превышения напряжением питания номинального значения. Настройка схемы защиты от превышения напряжением питания номинального значения осуществляется изменением номинала одного из резисторов R14 либо R15.

В последнюю очередь необходимо выбором резистора R12 установить схему термозащиты на заданную температуру срабатывания. Чтобы во время настройки усилителя термозащита не мешала работе, диод VD4 следует устанавливать в схему перед настройкой схемы термозащиты.

Если не требуется реализация высокой линейности амплитудной характеристики ПУМ, транзистор VT1 может быть удален из схемы, а резистор R6 заменен шлейфом короткого замыкания. В этом случае коэффициент усиления усилителя возрастает на 6...10 дБ.

Уменьшая значения элементов L1, C3, C4, L2, C7, L4, C8, C11, L8, C13, L9, C15 на 30...40 %, можно настроить ПУМ на полосу пропускания 140...150 МГц.

При длительной работе усилителя его необходимо устанавливать на радиатор размером 300 × 400 мм с использованием принудительной вентиляции.

12.10. Удлинитель симплексной радиостанции диапазона 26...29 МГц мощностью 120 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	26...29 МГц
выходная мощность, не менее	120 Вт
коэффициент усиления	13 ±1,5 дБ
сопротивление генератора и нагрузки	50 либо 75 Ом
напряжение питания	13,8...16 В
потребляемый ток в режиме молчания	0,2 А
максимальное значение потребляемого тока	18 А
при коротком замыкании либо отключении нагрузки потребляемый ток уменьшается до.	4...6 А
габаритные размеры корпуса усилителя	140 × 125 × 35 мм

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 12.41, на рис. 12.42 — чертеж печатной платы, на рис. 12.43 — печатная плата с расположением элементов, на рис. 12.44 — фотография внешнего вида усилителя [139].

Удлинитель предназначен для увеличения радиуса действия радиостанций симплексной связи любительского диапазона 27 МГц, имеющих выходную мощность 5...10 Вт.

Удлинитель содержит входной резистивный делитель мощности, два канальных усилителя, трансформаторы сопротивлений, кольцевой сумматор, стабилизатор напряжения базового смещения, защиту от холостого хода и короткого замыкания нагрузки, термозащиту, автоматическую регулировку усиления, автоматический переключатель на прием и передачу.

Резистивный делитель мощности, выполненный на резисторах R2, R3 и R5, обеспечивает синфазное возбуждение входов канальных усилителей и согласование радиостанции с входом удлинителя.

Однокаскадные канальные усилители выполнены на транзисторах VT4 и VT6, которые работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизатором напряжения базового смещения на транзисторах VT8 и VT9. Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора R19, стоящего в цепи базы транзистора VT9. При отсутствии резистора R19 коллекторные токи транзисторов VT4 и VT6 составляют 30...100 мА. При подключении R19 напряжение на базе транзистора VT9 уменьшается и его выходное сопротивление по постоянному току растет, что приводит к увеличению базового смещения транзисторов VT4, VT6 и увеличению их коллекторных токов.

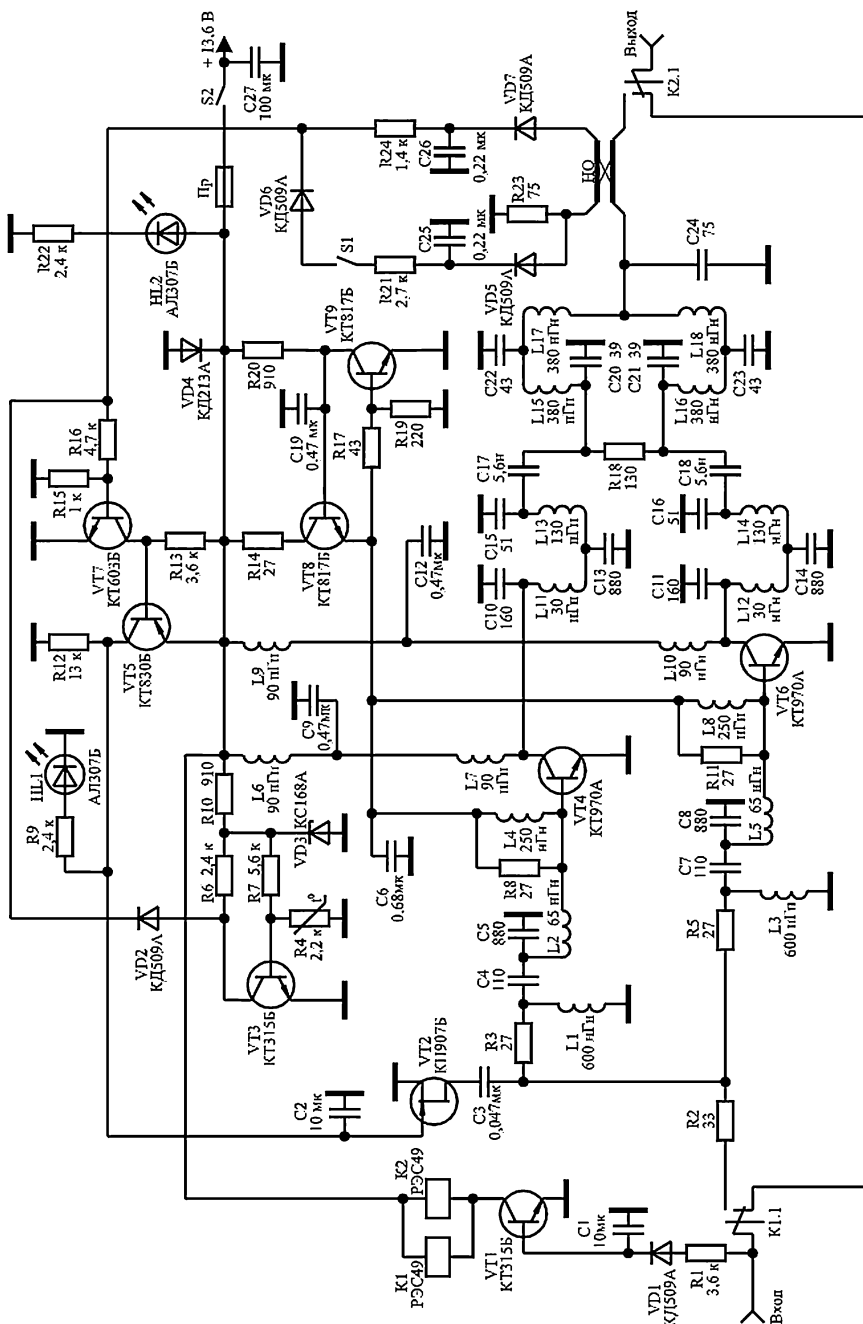


Рис 12.41. Принципиальная схема усилителя диапазона 26...29 МГц

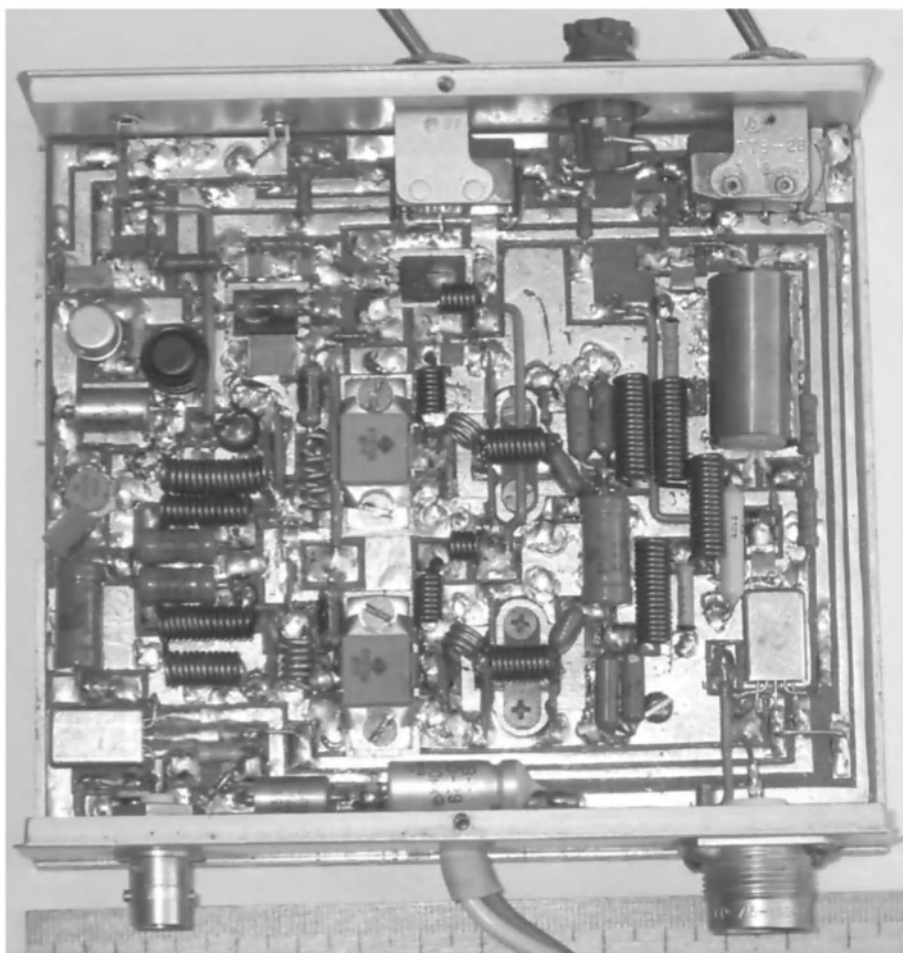


Рис. 12.44. Фотография внешнего вида усилителя

Выходы трансформаторов импедансов подключены к входам кольцевого сумматора (см. раздел 7.3), выполненного на элементах R18, L15—L18, C20—C24.

С увеличением рассогласования нагрузки удлинителя с его выходным сопротивлением увеличивается напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны направленного ответвителя НО. Это напряжение детектируется детектором на диоде VD8, усиливается транзисторами VT7, VT5 и открывает полевой транзистор VT2. Сопротивление сток-исток транзистора VT2 уменьшается, что приводит к уменьшению сигналов подаваемых на входы канальных усилителей, т. е. к уменьшению коэффициента усиления уд-

линителя. Поэтому мощность сигнала на выходе удлинителя падает пропорционально росту рассогласования нагрузки. Направленный ответвитель НО выполнен из двух проводов марки МГТФ 1×0,35 длиной 150 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор диаметром 7 мм, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В рабочем диапазоне частот усилителя переходное затухание НО равно 30...35 дБ. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования удлинителя по выходу устанавливается выбором резистора R24.

Установка схемы термозащиты, выполненной на транзисторе VT3, на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью резистора R7. Диод VD5 установлен для защиты транзисторов удлинителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

При усилении сигналов с амплитудной модуляцией следует замыкать ключ S1 для включения системы автоматической регулировки усиления. Это необходимо для устранения возможности перегрузки канальных усилителей мощным входным сигналом.

При отсутствии входного воздействия реле K1 и K2 соединяют вход удлинителя с его выходом как это показано на рис. 12.41. При включении радиостанции на передачу входной сигнал детектируется детектором на диоде VD1, открывает транзистор VT1 и происходит автоматическое переключение реле P1 и P2 на передачу.

Изготовление и настройка удлинителя состоит из следующих этапов.

Печатная плата (рис. 12.42) размером 135 × 115 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм. Пунктирной линией на рис. 12.43 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Транзисторы VT4 и VT6 крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. При креплении транзисторов VT8 и VT9 также используется теплопроводящая паста. Однако между транзисторами и основанием следует устанавливать слюдяную прокладку и перед настройкой усилителя следует с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами транзисторов и земляной шиной.

Один из выводов элементов L11, C13, C15 и L123, C14, C16 трансформаторов импедансов припаивается к металлизированным площадкам керамических подложек размером 12 × 6 мм. У индуктивностей L13 и L14 оба вывода припаиваются к металлизирован-

ным площадкам подложки. Подложка, как видно на фотографии, прижата к основанию стеклотекстолитовой пластиной. Нижняя часть подложки перед установкой смазывается теплопроводящей пастой. Это необходимо для устранения перегрева элементов трансформатора, которые иначе выгорают после 30...40 секунд работы усилителя. Если нет возможности напыления металлизированных площадок на керамическую подложку, в качестве металлизированных площадок могут быть использованы металлические пластинки размером 6×6 мм, прижатые к керамике с использованием теплопроводящей пасты.

Терморезистор R4 схемы термозащиты устанавливается в отверстии печатной платы и приклеивается к основанию эпоксидным клеем.

Вначале производится настройка канальных усилителей. Для этого нагрузка удлинителя подключается после конденсатора C17. Вместо индуктивности L6 устанавливается двухваттный резистор номиналом 10 Ом и с помощью резистора R19 ток покоя транзистора VT4 устанавливается равным 0,1...0,2 А. Двухваттный резистор необходим для защиты транзистора VT4 от выгорания при возможном самовозбуждении схемы во время настройки. Сигнал от генератора подается на резистор R3 и с помощью изменения номинала конденсатора C5 изменяется центральная частота полосы пропускания каскада, изменением номинала конденсатора C4 регулируется ширина полосы пропускания каскада. Чем больше номинал конденсатора C4, тем больше полоса пропускания каскада, чем больше номинал конденсатора C5, тем меньше его центральная рабочая частота. Аналогичным образом настраивается каскад на транзисторе VT6.

После формирования АЧХ канальных усилителей, которое ведется в режиме малого сигнала, резистор R19 выпаивается из схемы, на их входы поочередно подается амплитудно-модулированный сигнал и проверяется отсутствие самовозбуждения каждого из канальных усилителей при различных уровнях входного воздействия. В случае их самовозбуждения следует немного уменьшить номиналы индуктивностей L11 и L12, излишняя величина которых чаще всего бывает причиной самовозбуждения. Затем 10-омные резисторы в коллекторных цепях транзисторов VT4 и VT6 заменяются элементами L6, L10 и осуществляется измерение максимальной величины выходной мощности настраиваемых канальных усилителей. Варьируя в небольших пределах величинами элементов трансформаторов импедансов C13, C15 и C14, C16 необходимо подстроить усилители на минимум потребляемого тока при выходной мощности каждого 65...70 Вт. Правильно настроенные ка-

нальные усилители при выходной мощности 70 Вт должны потреблять ток равный 8...10 А.

Теперь возбуждение подается на вход удлинителя, а выходы канальных усилителей подключаются к входам кольцевого сумматора. Если оба канальных усилителя настроены одинаково, то их мощность будет складываться в нагрузку. В этом случае балластный резистор не должен нагреваться. В противном случае следует на 5...10 % изменить номинал одного из конденсаторов С5 и С8. Это практически не сказывается на полосе пропускания канальных усилителей, но позволяет значительно изменять фазу усиленных сигналов.

При работе на стандартную нагрузку 50 либо 75 Ом и уровне выходного сигнала равном 120 Вт на выходе детектора, выполненного на диоде VD8, напряжение должно быть не более 0,2...0,5 В. В противном случае следует так подобрать балластное сопротивление направленного ответвителя R22, чтобы это напряжение было минимальным. Далее при уровне выходной мощности 120 Вт параллельно стандартной нагрузке 50 Ом периодически подключается двухваттный резистор 50 Ом и с помощью изменения номинала резистора R24 устанавливается порог срабатывания схемы защиты от холостого хода и короткого замыкания нагрузки. В случае правильного выбора резистора R24 подключение дополнительного двухваттного резистора 50 Ом к выходу усилителя должно приводить к небольшому уменьшению потребляемого усилителем тока. В этом случае короткое замыкание нагрузки или ее холостой ход будут сопровождаться уменьшением тока потребления в 3...5 раз.

Затем ключ S1 замыкается и подбором резистора R21 уровень выходной мощности удлинителя устанавливается равным 100...110 Вт. Выбором резистора R7 устанавливается заданная температура срабатывания схемы термозащиты. Чтобы во время настройки удлинителя термозащита не мешала работе, диод VD2 следует припаивать перед настройкой схемы термозащиты.

В последнюю очередь необходимо выбором резистора R1 настроить удлинитель на мощность входного сигнала, при которой реле K1 и K2 переключаются на передачу.

12.11. Усилитель диапазона 430...442 МГц мощностью 125 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	430...442 МГц
выходная мощность, не менее	125 Вт
коэффициент усиления	16 ± 1 дБ

сопротивление генератора и нагрузки	75 Ом
напряжение питания	24 В
потребляемый ток в режиме молчания	0,15 А
максимальное значение потребляемого тока	16 А
габаритные размеры усилителя	145 × 140 × 30 мм

Функциональная схема полосового усилителя мощности приведена на рис. 12.45, на рис. 12.46 приведена принципиальная схема канальных усилителей, на рис. 12.47 приведен чертеж печатной платы усилителя, на рис. 12.48 — печатная плата с расположением элементов, на рис. 12.43 — фотография внешнего вида усилителя [140].

Усилитель содержит два идентичных канальных усилителя (рис. 12.46); кольцевой сумматор мощности; схемы защиты от перегрузки по входу, от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиту.

Каждый из канальных усилителей имеет следующие характеристики: максимальный уровень выходной мощности 70...80 Вт; коэффициент усиления 19 дБ; полоса пропускания 425...445 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики $\pm 0,5$ дБ; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом.

На входе усилителя включен делитель мощности на резисторах R2, R3, R4, R7, R8, обеспечивающий согласование усилителя с сопротивлением генератора и возможность выравнивания коэффициентов усиления канальных усилителей в процессе настройки.

Транзисторы тракта усиления канальных усилителей VT2 и VT4 работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизаторами напряжения базового смещения на транзисторах VT3 и VT5. Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора R29, стоящего в цепи базы транзистора VT5. При отсутствии резистора R29 коллекторные токи каждого из транзисторов VT2 и VT4 составляют 10...40 мА. При подключении R29 напряжение на базе транзистора VT5 уменьшается и его выходное сопротивление по постоянному току растет, что приводит к увеличению базового смещения транзисторов VT2 и VT4 и увеличению их коллекторных токов. Изменяя сопротивление резистора R29 в пределах 100...600 Ом можно осуществить линеаризацию начального участка амплитудной характеристики разрабатываемого усилителя (см. раздел 8.1), что важно при работе передатчика в режиме с SSB-модуляцией.

Стабилизаторы напряжения базового смещения используются также в качестве элемента управления коэффициентом усиления усилителя. Срабатывание любой из защит усилителя приводит к уменьшению выходного напряжения микросхемы DA1, являюще-

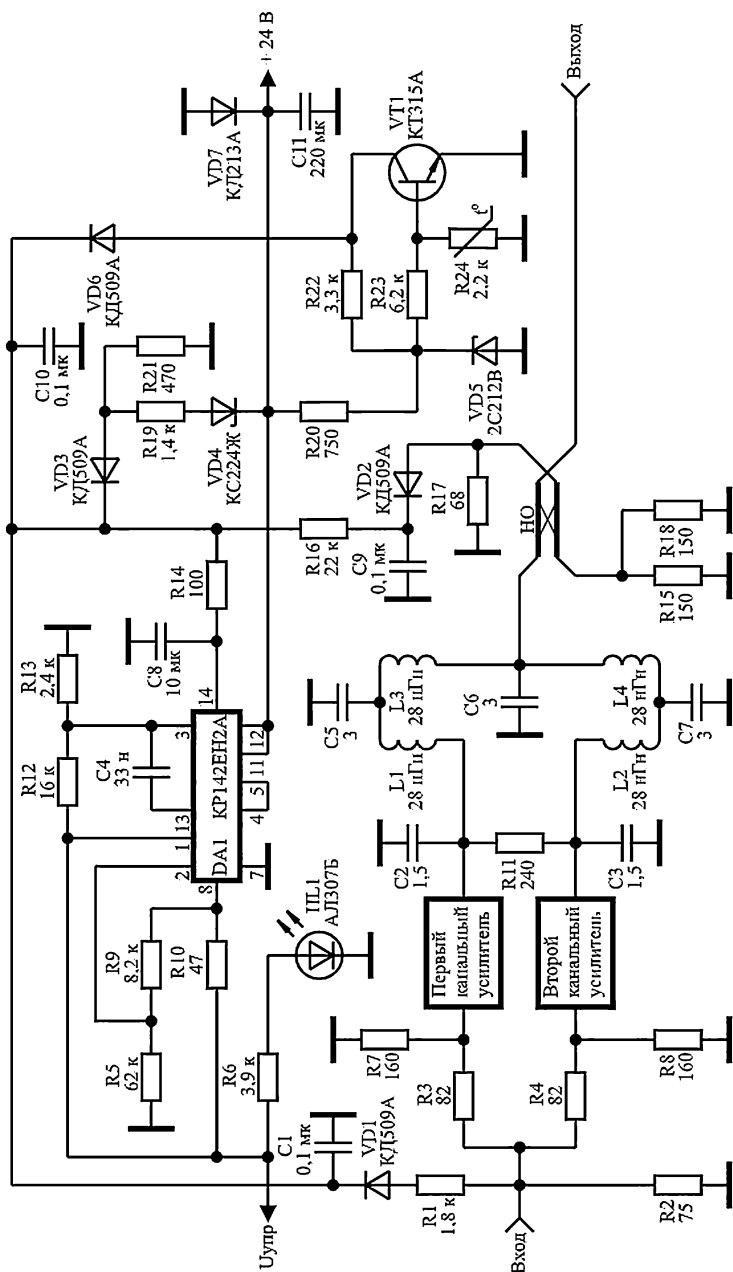


Рис. 12.45. Функциональная схема усилителя диапазона 430...442 МГц

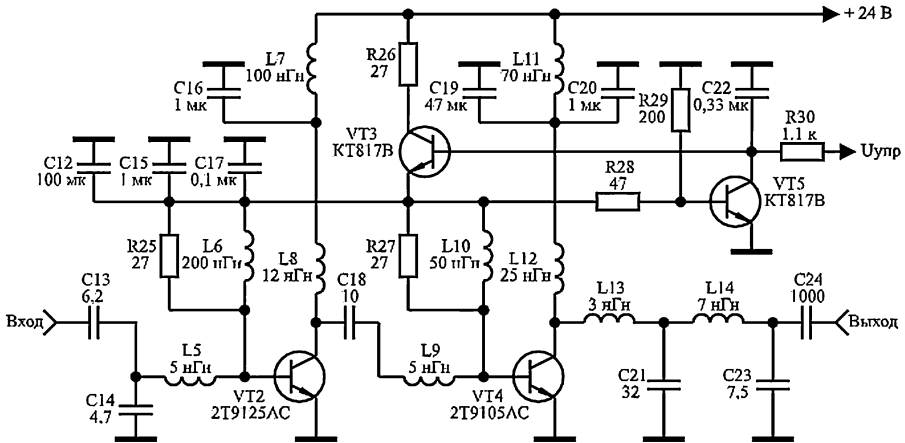


Рис. 12.46. Принципиальная схема канальных усилителей

гося управляющим напряжением Упр для стабилизаторов напряжения базового смещения канальных усилителей. Уменьшение Упр снижает напряжения смещения на базах транзисторов VT3 стабилизаторов напряжения базового смещения. Угол отсечки транзисторов VT2 и VT4 в этом случае уменьшается, уменьшая, тем самым, коэффициент усиления ПУМ. В случае уменьшения Упр до нуля коэффициент усиления ПУМ уменьшается до 2...5 дБ.

С целью сохранения работоспособности ПУМ при подаче на его вход сигналов с амплитудой больше номинального значения, в усилителе установлен детектор на диоде VD1, выходное напряжение которого пропорционально уровню входного воздействия. При превышении входным сигналом определенного значения выпрямленное детектором напряжение приводит к уменьшению Упр до нуля. Порог срабатывания защиты по входу устанавливается выбором номинала резистора R1.

С увеличением рассогласования нагрузки ПУМ с его выходным сопротивлением увеличивается напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны направленного ответвителя. Это напряжение детектируется детектором на диоде VD2 и при достижении определенного уровня приводит к уменьшению Упр, уменьшая тем самым коэффициент усиления ПУМ. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя падает пропорционально росту рассогласования нагрузки.

Направленный ответвитель выполнен из двух проводов марки МГТФ 1×0,35 длиной 20 мм, намотанных плотно друг к другу на цилиндрический изолятор диаметром 3 мм, который помещает-

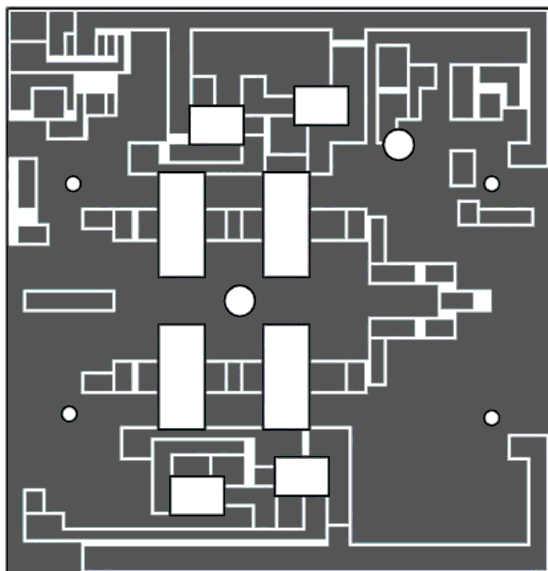


Рис. 12.47. Чертеж печатной платы усилителя М1:2

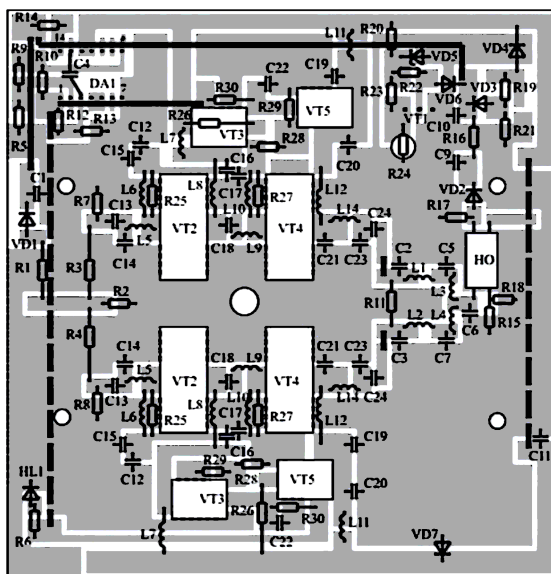


Рис. 12.48. Печатная плата с расположением элементов усилителя

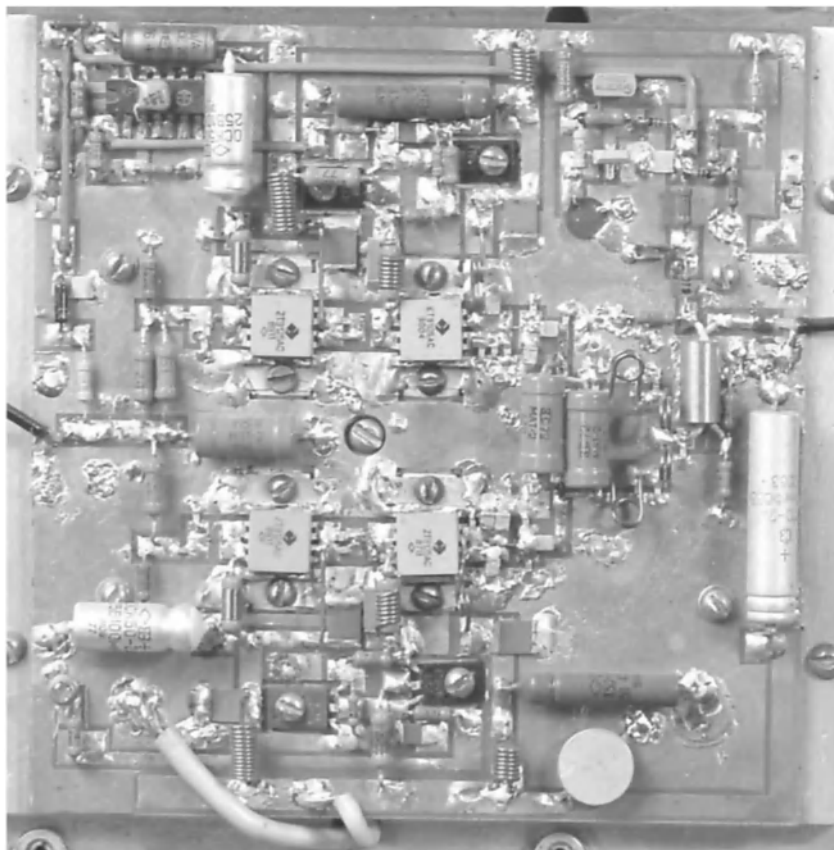


Рис. 12.49. Фотография внешнего вида усилителя

ся затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В рабочем диапазоне частот усилителя переходное затухание НО равно 25...30 дБ. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования ПУМ по выходу устанавливается выбором номинала резистора R16. Минимизация напряжения, снимаемого с выхода отраженной волны НО, при работе ПУМ на стандартную нагрузку, достигается подбором номинала резистора R18.

Схема термозащиты на транзисторе VT1 минимизирует $U_{упр}$ при превышении температурой корпуса усилителя определенного значения. Терморезистор R24 схемы термозащиты приклеивается к корпусу усилителя эпоксидным клеем. С увеличением температуры корпуса сопротивление терморезистора падает, что приводит к запиранию транзистора VT1 и срабатыванию защиты. Установка

схемы термозащиты на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью соответствующего выбора номинала резистора R23.

Защита от превышения напряжением питания номинального значения выполнена на стабилитроне VD4 и приводит к падению выходной мощности усилителя при величине питающего напряжения более 25,5 В. Диод VD7 установлен для защиты транзисторов ПУМ от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

В усилителе использована кольцевая схема сложения мощности, выполненная на сосредоточенных элементах в виде фильтров нижних частот пятого порядка (см. раздел 7.3). При изготовлении кольцевых схем сложения на элементах с сосредоточенными параметрами значения этих элементов могут быть рассчитаны по формулам (7.1).

Во входных каскадах канальных усилителей использованы корректирующие цепи третьего порядка. Формирование амплитудно-частотных характеристик входных каскадов осуществляется с помощью подбора номинала конденсаторов C14. В выходных каскадах канальных усилителей использованы корректирующие цепи второго порядка, и формирование их амплитудно-частотных характеристик осуществляется с помощью подбора номинала конденсаторов C18.

На выходах канальных усилителей включены трансформаторы сопротивлений с коэффициентом трансформации 1:25, выполненные в виде фильтров нижних частот четвертого порядка и состоящие из элементов L13, C21, L14, C23 (см. раздел 3.3). В этом случае ощущаемые сопротивления нагрузки транзисторов выходных каскадов равны около 3 Ом, что позволяет получить от них максимальную мощность. Каждый из конденсаторов C21, C23 реализован в виде параллельного соединения нескольких конденсаторов примерно одинакового номинала, что связано с большой выходной мощностью усилителя.

В ПУМ использованы транзисторные сборки 2Т9125АС и 2Т9105АС, предназначенные для работы в двухтактных широкополосных усилителях. Однако, поскольку каждая сборка состоит из двух идентичных транзисторов, при построении узкополосных каскадов возможно параллельное включение транзисторов сборки. В этом случае значительно упрощается процесс изготовления и настройки ПУМ. Условия работы транзисторов сборки, при этом, только облегчаются, поскольку в двухтактных каскадах затруднительно осуществить проверку идентичности условий работы транзисторов сборки.

Печатная плата ПУМ размером 145×140 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 3 мм. Пунктирной линией на рис. 12.48 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы. Для улучшения теплоотдачи ПУМ при длительной работе и для удобства его настройки печатная плата устанавливается на дюралевое основание размером $160 \times 145 \times 10$ мм, что видно на рис. 12.49.

Транзисторы VT2, VT3, VT4, VT5 крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Однако между транзисторами VT3, VT5 и основанием необходимо устанавливать слюдяные прокладки и перед настройкой усилителя следует с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами VT3, VT5 и общей шиной.

12.12. Усилитель диапазона 66...73 МГц мощностью 140 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	66...73 МГц
выходная мощность, не менее	140 Вт
коэффициент усиления	12 ± 1 дБ
сопротивление генератора и нагрузки	75 Ом
напряжение питания	13,8 В
потребляемый ток в режиме молчания	0,06 А
максимальное значение потребляемого тока	27 А
габаритные размеры кассеты усилителя	$235 \times 180 \times 40$ мм

Функциональная схема усилителя, предназначенного для работы в составе передатчика УКВ ЧМ-вещания [141], приведена на рис. 12.50, на рис. 12.51 — принципиальная схема канальных усилителей, на рис. 12.52 — чертеж печатной платы усилителя, на рис. 12.53 — печатная плата с расположением элементов, на рис. 12.54 — фотография внешнего вида усилителя.

ПУМ содержит два идентичных канальных усилителя (рис. 12.51); кольцевые делитель и сумматор мощности; схемы защиты от перегрузки по входу, от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиту.

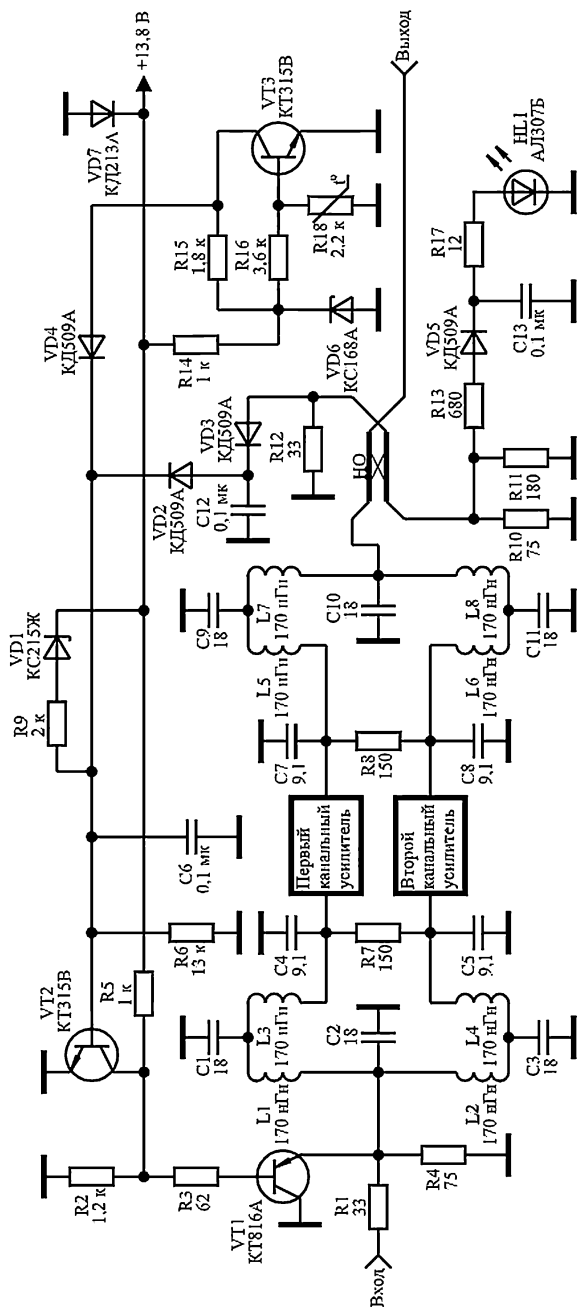


Рис. 12.50. Функциональная схема усилителя диапазона 66...73 МГц

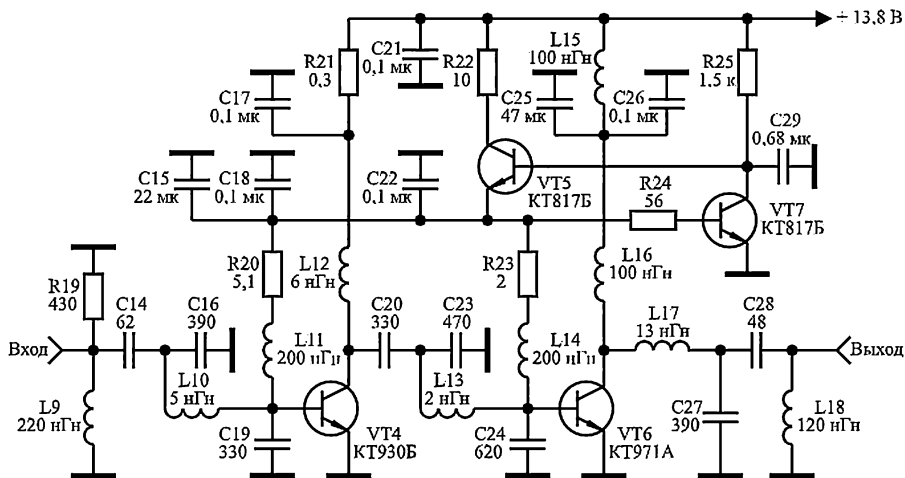


Рис. 12.51. Принципиальная схема канальных усилителей

Каждый из канальных усилителей имеет следующие характеристики: максимальный уровень выходной мощности 75 Вт; коэффициент усиления 20 дБ; полоса пропускания 64...75 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики $\pm 0,5$ дБ; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом.

На входе ПУМ включен делитель напряжения на резисторах R1 и R4, обеспечивающий согласование входа усилителя с сопротивлением генератора при срабатывании любой из защит.

Для защиты ПУМ от перегрузки по входу на выходе делителя установлен биполярный транзистор VT1, играющий роль самоуправляемого ограничителя входных сигналов. Порог срабатывания ограничителя устанавливается делителем на резисторах R2 и R5. С уменьшением постоянного напряжения на базе транзистора VT1 уменьшается сигнальное напряжение, подаваемое на вход кольцевого делителя мощности и на входы канальных усилителей соответственно. Величина постоянного напряжения на базе транзистора VT1 устанавливается приблизительно равной половине амплитуды номинального значения входного высокочастотного напряжения. Подробное описание физики работы ограничителя и методика его настройки даны в разделе 10.2.

Ограничитель на транзисторе VT1 используется также в качестве управляемого ограничителя при срабатывании защиты от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиты.

С увеличением рассогласования нагрузки усилителя с его выходным сопротивлением увеличивается напряжение, снимаемое с

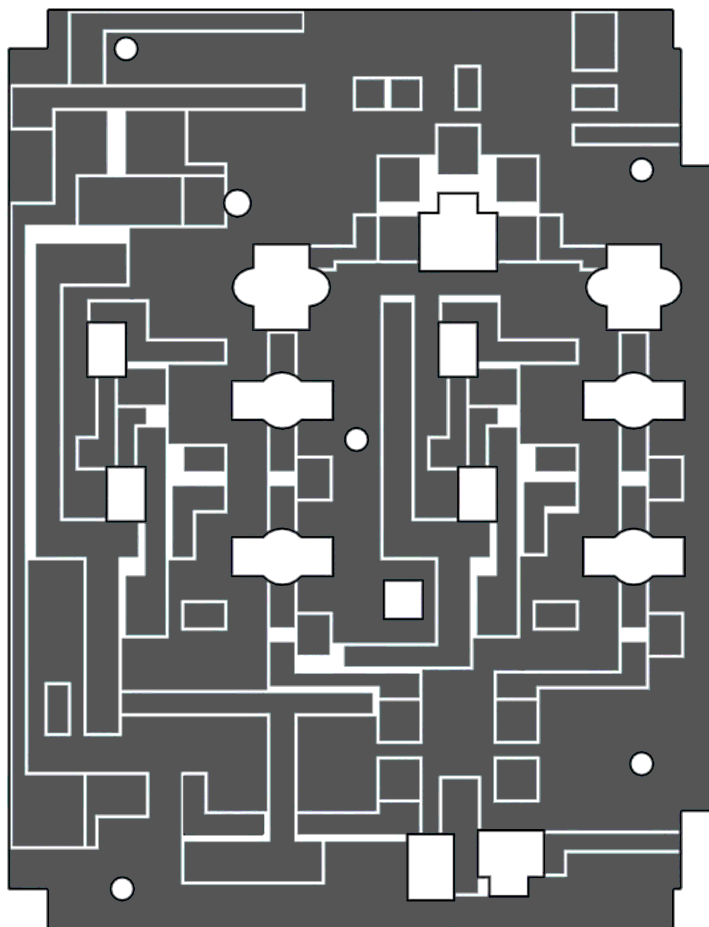


Рис. 12.52. Чертеж печатной платы усилителя M1:2

выхода отраженной волны направленного ответвителя НО. Это напряжение детектируется детектором на диоде VD3 и, открывая транзистор VT2, приводит к уменьшению порога срабатывания ограничителя на транзисторе VT1. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя будет падать пропорционально росту рассогласования нагрузки. Минимизация напряжения, снимаемого с выхода отраженной волны направленного ответвителя НО при работе ПУМ на стандартную нагрузку, достигается подбором номинала резистора R11. Направленный ответвитель выполнен из двух проводов марки МГТФ $1 \times 0,35$ мм длиной 10 см, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор, который помеща-

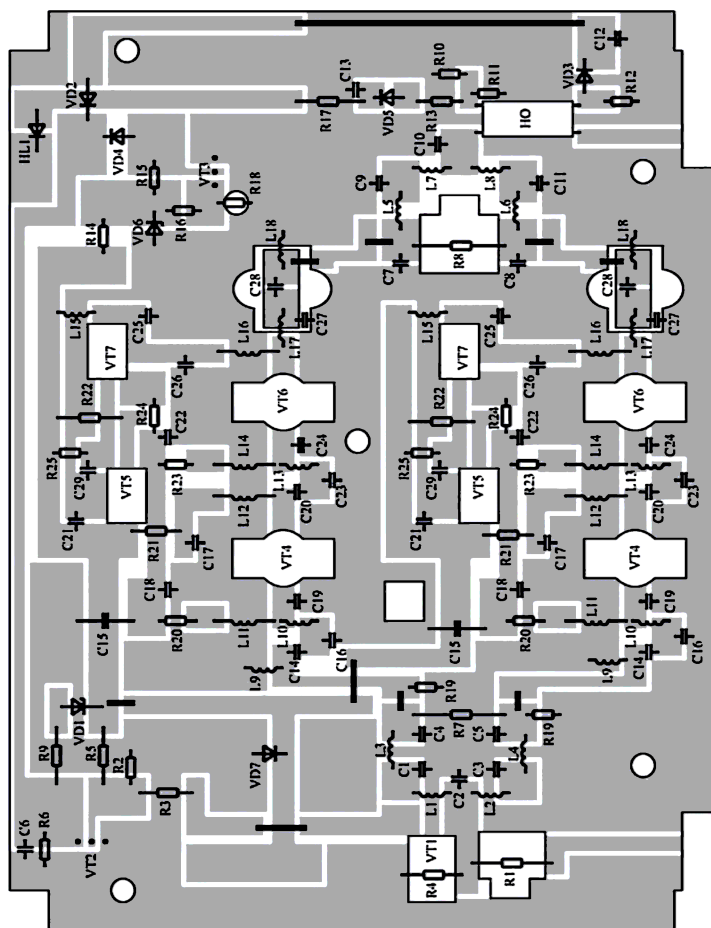


Рис. 12.53. Печатная плата с расположением элементов

ется затем в заземленный металлический цилиндрический экран. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования усилителя по выходу устанавливается выбором резистора R12.

Схема термозащиты на транзисторе VT3 минимизирует напряжение управления при превышении температурой корпуса усилителя определенного значения. Терморезистор R18 схемы термозащиты приклеивается к корпусу усилителя эпоксидным клеем. С увеличением температуры корпуса сопротивление терморезистора падает, что приводит к запирающему транзистора VT3 и открыванию транзистора VT2. Установка схемы термозащиты на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью соответствующего выбора резистора R16.

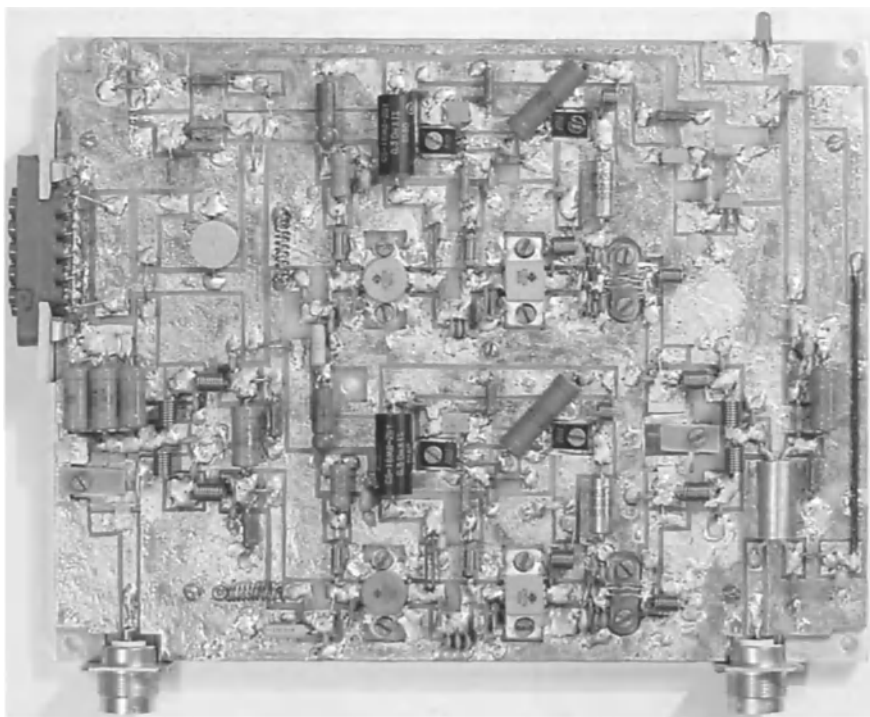


Рис. 12.54. Фотография внешнего вида усилителя

Защита от превышения напряжением питания номинального значения выполнена на стабилитроне VD1 и приводит к падению выходной мощности усилителя при величине питающего напряжения более 15,5 В. Дiode VD7 установлен для защиты транзисторов ПУМ от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

В усилителе использованы кольцевые схемы сложения, выполненные на сосредоточенных элементах в виде фильтров нижних частот пятого порядка, применяемые для синфазного возбуждения и суммирования мощности двух каналов усиления и позволяющие создавать усилители с полосой пропускания до 20...30 %. При изготовлении кольцевых схем сложения на элементах с сосредоточенными параметрами значения этих элементов могут быть рассчитаны по формулам (7.1).

Транзисторы канальных усилителей работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизатором напряжения базового смещения на транзисторах VT5 и VT7.

Во всех усилительных каскадах использованы полосовые корректирующие цепи пятого порядка, обеспечивающие высокие технические характеристики усилителя и достаточно простые в конструктивном исполнении и настройке. Например, формирование амплитудно-частотной характеристики каскада на транзисторе VT4 с помощью корректирующей цепи, состоящей из элементов L9, L10, C14, C16, C19, производится в следующей последовательности. При заданных нижней $f_{\text{н}}$ и верхней $f_{\text{в}}$ частотах полосы пропускания ПУМ подбором конденсатора C16 устанавливается максимально возможный коэффициент усиления каскада на частоте $f_{\text{в}}$. Далее величина индуктивности L9 изменяется так, чтобы на частоте $f_{\text{н}}$ коэффициент усиления каскада также стал максимально возможным. Если окажется, что на частоте $f_{\text{н}}$ коэффициент усиления больше, чем на частоте $f_{\text{в}}$, следует уменьшить величину конденсатора C14 и заново найти оптимальное значение индуктивности L9.

На выходах канальных усилителей включены трансформаторы сопротивлений с коэффициентом трансформации 1:30, выполненные в виде полосовых фильтров четвертого порядка и состоящие из элементов L17, C27, C28, L18 (см. раздел 3.3). В этом случае ощущаемые сопротивления нагрузки транзисторов выходных каскадов равны около 2,5 Ом, что позволяет получить от них максимальную мощность.

Методика настройки подобных ПУМ подробно описана в разделах 12.6, 12.7.

Печатная плата размером 235 × 180 мм (рис. 12.52) изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 3 мм. Пунктирной линией на рис. 12.53 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Транзисторы VT1, VT4—VT7 крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Однако между транзисторами VT5, VT7 и основанием следует устанавливать слюдяные прокладки и перед настройкой усилителя следует с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами VT5, VT7 и общей шиной.

Резисторы ПУМ R1 и R8 напылены на керамические подложки и прижимаются к основанию с использованием теплопроводной пасты. Один из выводов элементов L17, C27, L18 трансформаторов импедансов припаивается к металлизированным площадкам керамических подложек, имеющих размер 19 × 9 мм. У конденса-

тора С28 оба вывода припаиваются к металлизированным площадкам подложек. Подложки, как видно на фотографии, прижаты к основанию стеклотекстолитовой пластиной. Нижняя часть подложек перед установкой смазывается теплопроводящей пастой. Это необходимо для устранения перегрева элементов трансформатора.

Если нет необходимости согласования ПУМ по входу, резисторы R1 и R4 могут быть удалены из схемы. В этом случае коэффициент усиления ПУМ возрастает до 19 дБ.

Печатная плата ПУМ разработана из условия возможности его настройки на любой из поддиапазонов с f_{cp} в пределах 20...450 МГц и с полосой пропускания $\Delta f_{cp} = f_{в} - f_{н}$ равной 5...30 МГц. При настройке ПУМ на f_{cp} более 100 МГц в качестве VT6 может быть использован транзистор КТ970А, при f_{cp} более 350 МГц — транзистор КТ930Б. Перерасчет элементов L1—L10, L12, L13, L17, L18, C1—C5, C7—C11, C14, C16, C19, C20, C23, C24, C27, C28 высокочастотного тракта ПУМ на требуемую рабочую частоту производится по формулам:

$$L'_i = (70 \cdot L_i) / f_{cp} [\text{МГц}]; \quad C'_i = (70 \cdot C_i) / f_{cp} [\text{МГц}],$$

где f_{cp} [МГц] — требуемая частота f_{cp} в мегагерцах.

Необходимая длина каждого из проводов направленного ответвителя без учета выводов рассчитывается по формуле (12.1).

Выходная мощность ПУМ может быть повышена до 230...240 Вт при увеличении напряжения источника питания до 24 В. Однако в этом случае усилитель требует дополнительной подстройки и использования принудительной вентиляции в условиях продолжительной непрерывной его работы.

12.13. Полосовой усилитель мощности с линейной амплитудной характеристикой диапазона 140...150 МГц мощностью 145 Вт

Технические характеристики усилителя:

максимальный уровень выходной мощности, не менее	145 Вт
полоса рабочих частот	140...150 МГц
неравномерность амплитудно-частотной характеристики	$\pm 1,5$ дБ
коэффициент усиления	37 дБ
сопротивление генератора и нагрузки	75 Ом
потребляемый ток в режиме молчания	3,6 А
максимальное значение потребляемого тока	15 А
напряжение источника питания	24 В
габаритные размеры	220 × 190 × 30 мм

Существующие в настоящее время тенденции повышения качества радиотехнических систем и значительное усложнение электромагнитной обстановки объясняют повышение требований к линейности амплитудной характеристики полосовых усилителей мощности, входящих в состав рассматриваемых систем. Например, высокие требования к линейности усилительного тракта предъявляются при усилении телевизионных, однополосных, многочастотных, амплитудно-модулированных радиосигналов [37]. В статье приведено описание полосового усилителя мощности, в котором для повышения линейности амплитудной характеристики использован корректор, реализующий принцип предискажений усиливаемого сигнала (см. раздел 8.1).

Принципиальная схема ПУМ, являющегося модификацией схемного решения описанного в [76], приведена на рис 12.55, на рис. 12.56 приведены чертежи печатных плат ПУМ, на рис. 12.57 показано расположение элементов, на рис. 12.58 — фотография внешнего вида усилителя.

ПУМ содержит входной усилительный каскад, корректор, резистивный делитель мощности; два идентичных канальных усилителя; кольцевой сумматор мощности; схемы защиты от перегрузки по входу, от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиту.

Каждый из канальных усилителей имеет следующие характеристики:

максимальный уровень выходной мощности	80 Вт
коэффициент усиления	37 дБ
полоса пропускания	140...150 МГц
неравномерность амплитудно-частотной характеристики	± 1 дБ
сопротивление генератора и нагрузки	75 Ом

Корректор реализован на низкочастотном биполярном транзисторе 2Т201А и имеет малосигнальный коэффициент передачи около -12 дБ.

На входе ПУМ включен резистивный аттенюатор (элементы R2—R4), обеспечивающий согласование входа усилителя с сопротивлением генератора.

Для повышения линейности амплитудной характеристики ПУМ все его каскады, кроме оконечных, работают в режиме класса А. Ток покоя транзистора входного каскада VT1, равный 0,2 А, устанавливается делителем на резисторах R6 и R7. Токи покоя транзисторов VT4, VT6, VT10, VT11, равные 0,4; 0,4; 1; 1 А соответственно, устанавливаются подбором номиналов резисторов R21, R23, R32, R33 с использованием схемы активной коллекторной термостабилизации (см. раздел 2.1).

Выходные каскады ПУМ, выполненные на транзисторах VT14 и VT15, работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизаторами напряжения базового смещения на транзисторах VT12, VT16 и VT13, VT17 (см. раздел 2.2). Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номиналов резисторов R44 и R45. При отсутствии резисторов R44 и R45 коллекторные токи каждого из транзисторов VT14 и VT15 составляют 10...40 мА. При подключении резисторов R44 и R45 напряжения на базах транзисторов VT16 и VT17 уменьшаются, и их выходное сопротивление по постоянному току растет, что приводит к увеличению базового смещения транзисторов VT14, VT15 и увеличению их коллекторных токов. Изменяя сопротивление резисторов R44 и R45 в пределах 100...600 Ом можно осуществить линеаризацию начального участка амплитудной характеристики ПУМ (см. раздел 8.1).

Стабилизаторы напряжения базового смещения, вместе с транзистором входного каскада VT1, используются также в качестве элементов управления коэффициентом усиления усилителя. Срабатывание любой из защит усилителя приводит к уменьшению выходного напряжения микросхемы DA1, являющейся управляемым стабилизатором напряжения. В этом случае снижаются коэффициент усиления входного каскада и напряжения смещения на базах транзисторов VT12 и VT13 стабилизаторов напряжения базового смещения. Угол отсечки транзисторов VT14 и VT15 в этом случае уменьшается, уменьшая, тем самым, коэффициенты усиления канальных усилителей ПУМ. При уменьшении выходного напряжения микросхемы DA1 до нуля, коэффициент усиления ПУМ уменьшается до 4...7 дБ.

В качестве корректирующего элемента корректора использована управляемая нелинейная емкость коллектор-эмиттер $C_{кэ}$ закрытого низкочастотного транзистора VT2. Для реализации максимальной скорости нарастания значения емкости $C_{кэ}$ при уменьшении $U_{кэ}$ база и эмиттер транзистора VT2 соединены вместе, то есть, реализовано условие: $U_{бэ} = 0$ (см. раздел 8.1). Напряжение $U_{кэ}$ транзистора VT2 устанавливается с помощью делителя на резисторах R11 и R12.

Использование корректора позволяет обеспечить постоянство дифференциального коэффициента усиления ПУМ вплоть до выходного напряжения равного около 85...90 % от максимального значения, то есть примерно в два раза увеличить выходную мощность, ограниченную областью линейной работы усилителя.

С целью сохранения работоспособности ПУМ при подаче на его вход сигналов с амплитудой больше номинального значения, в

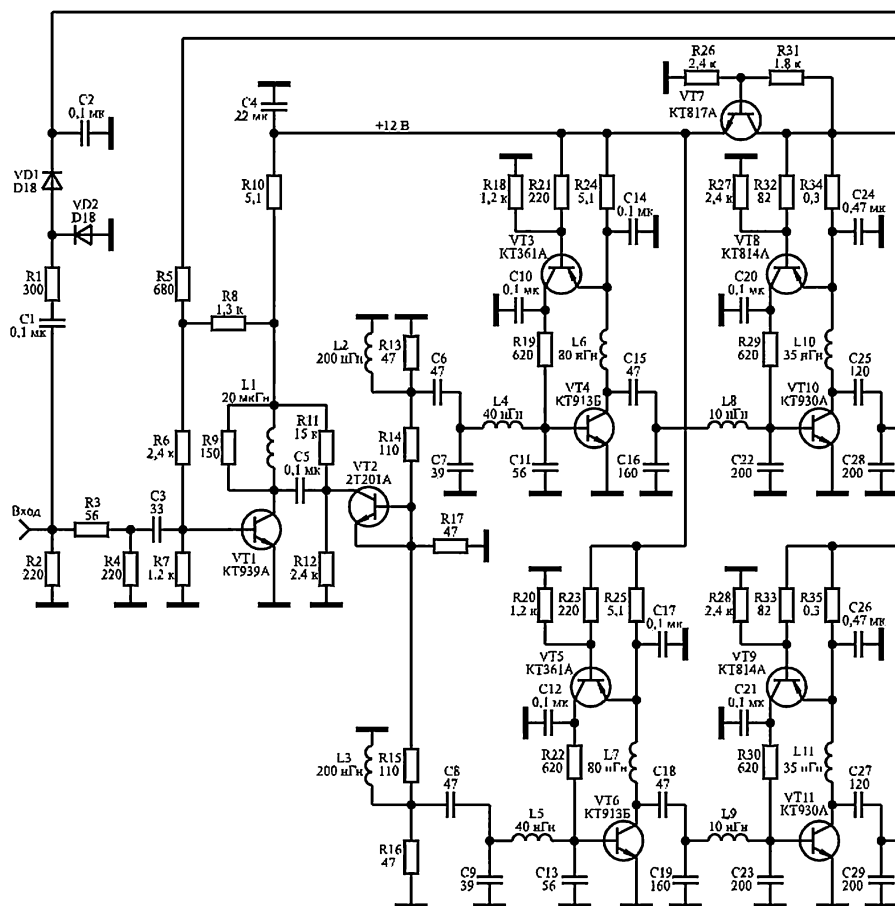
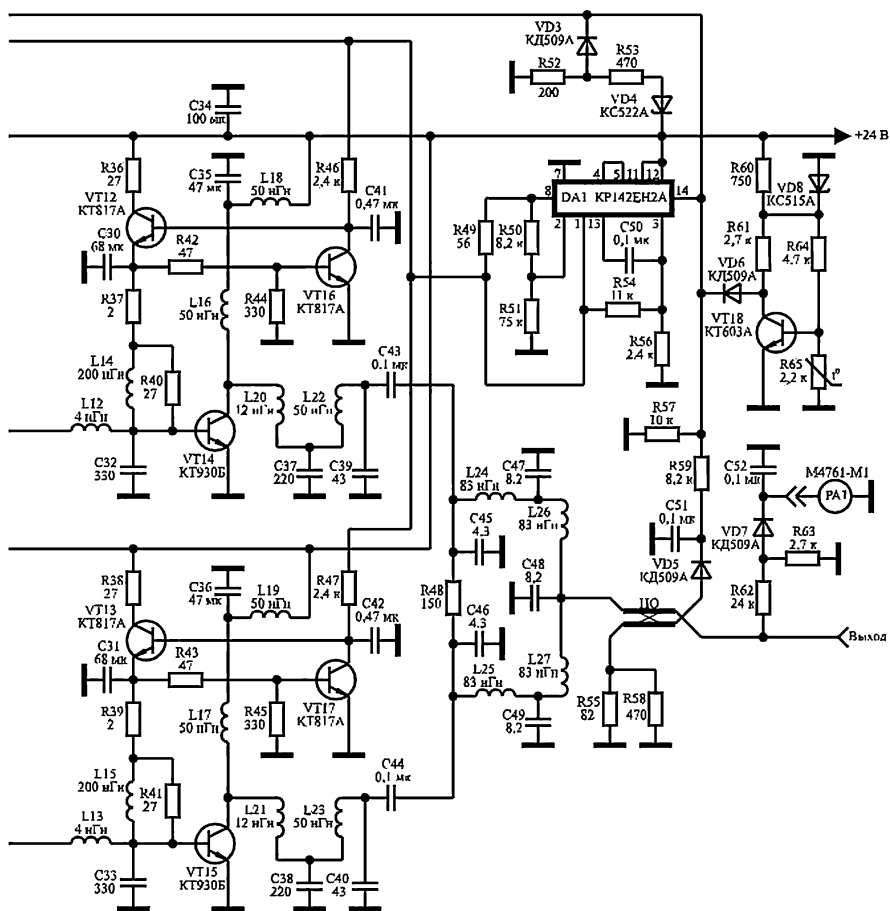


Рис. 12.55. Принципиальная схема полосового усилителя мощности с линейной амплитудной характеристикой

усилитель установлен детектор с удвоением напряжений на диодах VD1 и VD2, выходное напряжение которого пропорционально уровню входного воздействия. При превышении входным сигналом определенного значения выпрямленное детектором напряжение приводит к уменьшению выходного напряжения микросхемы DA1 до нуля. Порог срабатывания защиты по входу устанавливается выбором номинала резистора R1.

С увеличением рассогласования нагрузки ПУМ с его выходным сопротивлением увеличивается напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны направленного ответвителя. Это напряжение детектируется детектором на диоде VD5 и при достижении опре-



длительного уровня приводит к уменьшению выходного напряжения микросхемы DA1, уменьшая тем самым коэффициент усиления ПУМ. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя падает пропорционально росту рассогласования нагрузки. Направленный ответвитель выполнен из двух проводов марки МГТФ 1×0,35 длиной 45 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор диаметром 7 мм, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В рабочем диапазоне частот усилителя переходное затухание НО составляет около 25...30 дБ. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования ПУМ по выходу устанавливается выбором номинала резистора R59. Минимизация напряжения, снимаемого с выхода отражен-

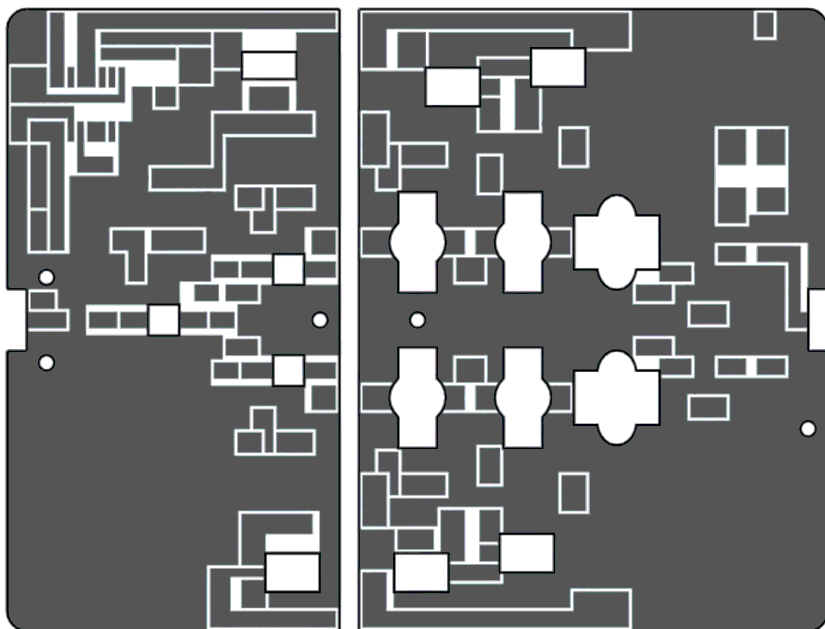


Рис. 12.56. Чертежи печатных плат полосового усилителя мощности М1:2

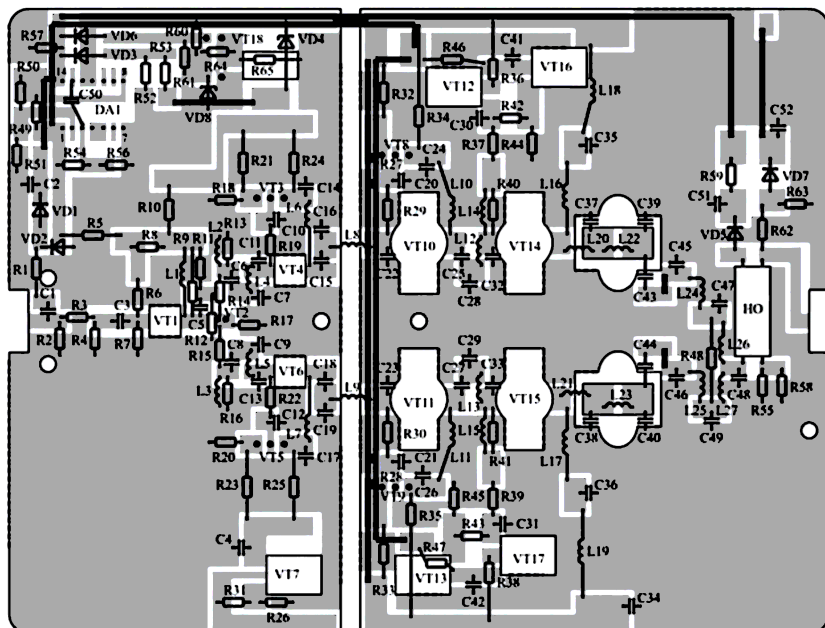


Рис. 12.57. Расположение элементов на плате

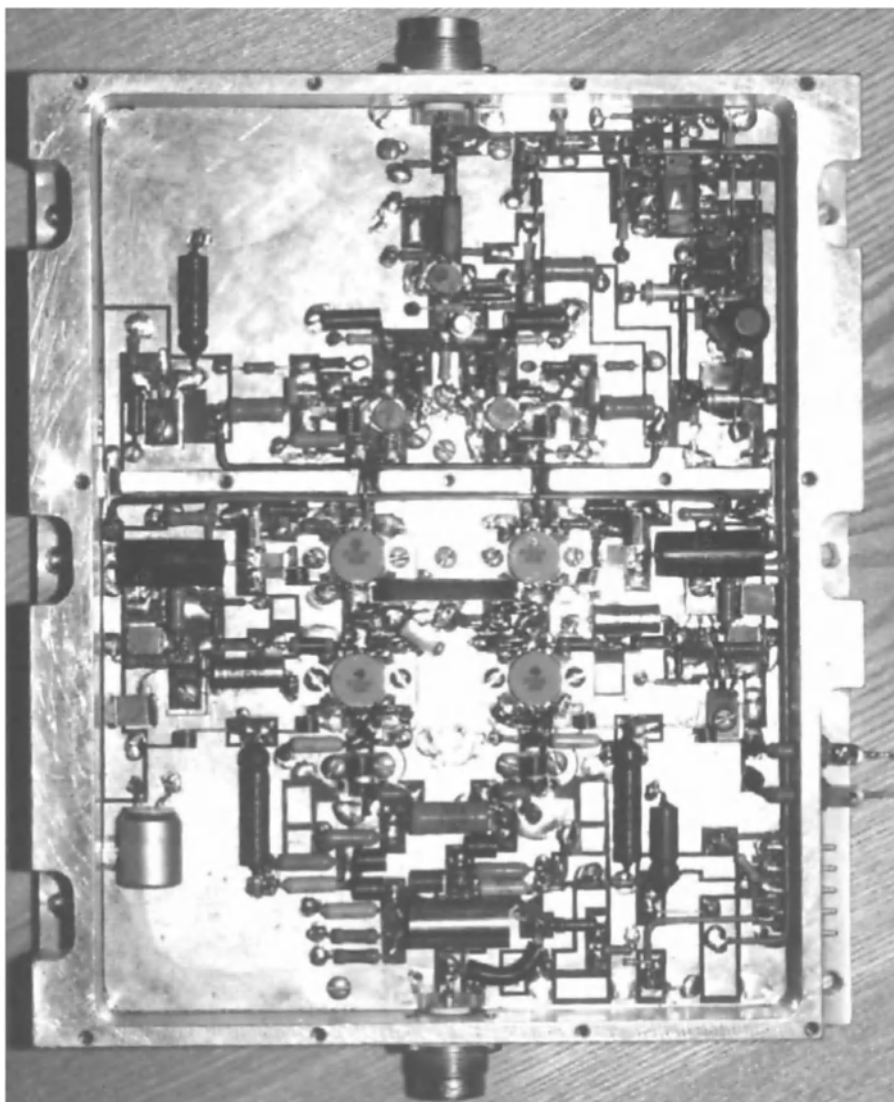


Рис. 12.58. Внешний вид полосового усилителя мощности

ной волны НО, при работе ПУМ на стандартную нагрузку, достигается подбором номинала резистора R58.

Схема термозащиты на транзисторе VT18 минимизирует выходное напряжение микросхемы DA1 при превышении температурой корпуса усилителя определенного значения. Терморезистор R65 схемы термозащиты приклеивается к корпусу усилителя эпок-

сидным клесм. С увеличением температуры корпуса сопротивление терморезистора падает, что приводит к запирающему транзистору VT18 и срабатыванию защиты. Установка схемы термозащиты на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью соответствующего выбора номинала резистора R64.

Защита от превышения напряжением питания номинального значения выполнена на стабилитроне VD4 и приводит к падению выходной мощности усилителя при величине питающего напряжения более 25,5 В.

В усилителе использована кольцевая схема сложения мощности, выполненная в виде двух фильтров нижних частот пятого порядка (см. раздел 7.3). Значения элементов кольцевой схемы сложения могут быть рассчитаны по формулам (7.1): $L24 = L25 = L26 = L27 = R_{II}/(2\pi f_{cp})$; $C45 = C46 = 0,29/(2\pi R_{II} f_{cp})$; $C47 = C48 = C49 = 0,58/(2\pi R_{II} f_{cp})$, где R_{II} — сопротивление нагрузки; f_{cp} — средняя частота полосы пропускания усилителя.

Формирование амплитудно-частотной характеристики входного каскада осуществляется выбором номинала конденсатора C3. В канальных усилителях использованы полосовые корректирующие цепи пятого порядка. Например, формирование амплитудно-частотной характеристики каскада на транзисторе VT4 с помощью корректирующей цепи, состоящей из элементов L2, L4, C6, C7, C11, производится в следующей последовательности. При заданных нижней f_{II} и верхней $f_{в}$ частотах полосы пропускания ПУМ подбором конденсатора C7 устанавливается максимально возможный коэффициент усиления каскада на частоте $f_{в}$. Далее величина индуктивности L2 изменяется так, чтобы на частоте f_{II} коэффициент усиления каскада также стал максимально возможным. Если окажется, что на частоте f_{II} коэффициент усиления больше, чем на частоте $f_{в}$, следует уменьшить величину конденсатора C6 и заново найти оптимальное значение индуктивности L2. Методика настройки подобных усилителей подробно описана в разделе 12.6.

На выходах канальных усилителей включены трансформаторы сопротивлений с коэффициентом трансформации 1:25, выполненные в виде фильтров нижних частот четвертого порядка (см. раздел 3.3) и состоящие из элементов L20, C37, L22, C39 и L21, C38, L23, C40. В этом случае ощущаемые сопротивления нагрузки транзисторов выходных каскадов равны около 3 Ом, что позволяет получить от них максимальную мощность. Один из выводов элементов L20, C37, C39 и L21, C38, C40 трансформаторов сопротивлений припаивается к металлизированным площадкам керамических подложек, имеющих размер 19 × 9 мм. У катушек индуктивности L22 и L23 оба вывода припаиваются к металлизированным пло-

щадкам подложек. Подложки, как видно на фотографии (рис. 12.58), прижаты к основанию стеклотекстолитовой пластиной. Нижняя часть подложек перед установкой смазывается теплопроводящей пастой. Это необходимо для устранения перегрева элементов трансформатора.

Печатные платы ПУМ размерами 160 × 85 и 160 × 120 мм изготавливаются из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 3 мм. Пунктирной линией на рис. 12.57 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Транзисторы VT1, VT4, VT6, VT7, VT10—VT17 крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Однако между транзисторами VT7, VT12, VT13, VT16, VT17 и основанием необходимо устанавливать слюдяные прокладки и перед настройкой усилителя следует с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллкторами этих транзисторов и общей шиной.

Печатные платы ПУМ разработаны из условия возможности его настройки на любой из поддиапазонов со средней частотой полосы пропускания в пределах 20...230 МГц и с полосой пропускания равной 5...30 МГц. Перерасчет элементов высокочастотного тракта ПУМ на требуемую рабочую частоту производится по формулам:

$$L'_i = (144 \cdot L_i) / f_{cp} [\text{МГц}]; \quad C'_i = (144 \cdot C_i) / f_{cp} [\text{МГц}];$$

где f_{cp} [МГц] — требуемая частота f_{cp} в мегагерцах.

Необходимая длина каждого из проводов направленного ответвителя без учета выводов рассчитывается по формуле (12.1).

Если не требуется реализация высокой линейности амплитудной характеристики ПУМ, транзистор VT2 и резисторы R11, R12 могут быть удалены из схемы. В этом случае коэффициент усиления ПУМ возрастает на 8...12 дБ.

12.14. Усилитель диапазона 70...88 МГц мощностью 150 Вт с повышенной линейностью амплитудной характеристики

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	70...88 МГц
выходная мощность, не менее	150 Вт
коэффициент усиления	22 ± 0,25 дБ
сопротивление генератора и нагрузки	75 Ом

напряжение питания 24 В
 потребляемый ток в режиме молчания 0,5 А
 максимальное значение потребляемого тока. 13,5 А
 габаритные размеры усилителя 215 × 95 × 30 мм

Функциональная схема усилителя, предназначенного для работы в составе передатчика 3 канала ТВ вещания и являющегося модификацией схемного решения описанного в разделе 12.13, приведена на рис. 12.59. На рис. 12.60 приведена принципиальная схема корректора, на рис. 12.61 — полосового усилителя мощности, на рис. 12.62 — чертеж печатной платы усилителя, на рис. 12.63 — печатная плата с расположением элементов.

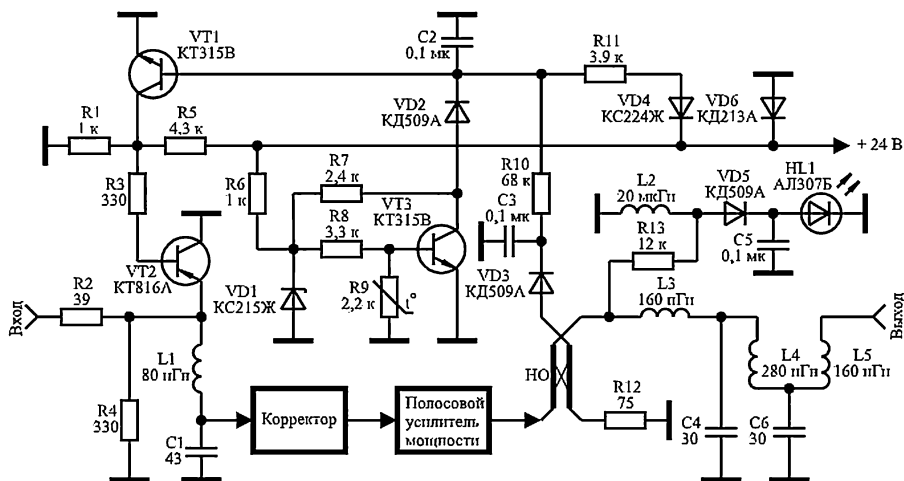


Рис. 12.59. Функциональная схема усилителя

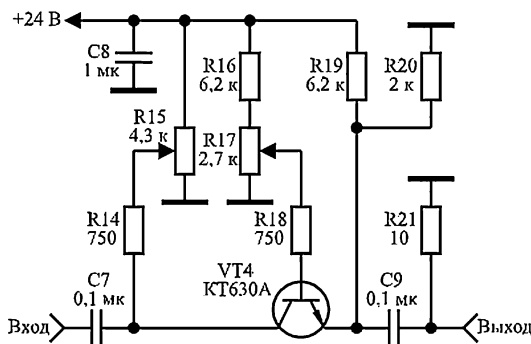


Рис. 12.60. Принципиальная схема корректора

Усилитель состоит из корректора, полосового усилителя мощности и схем защиты от перегрузки по входу, от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиты.

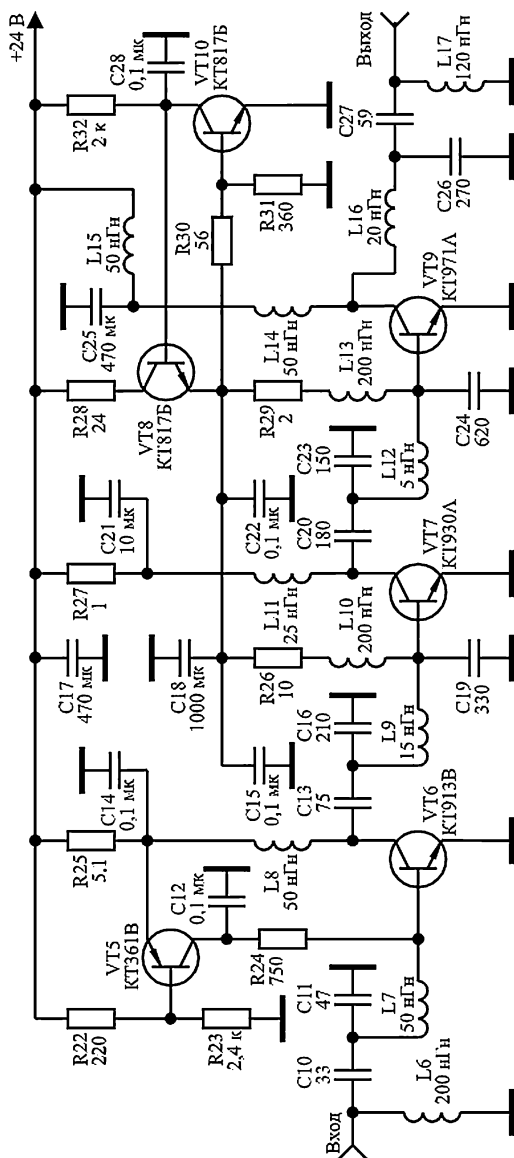


Рис. 12.61. Принципиальная схема полосового усилителя мощности

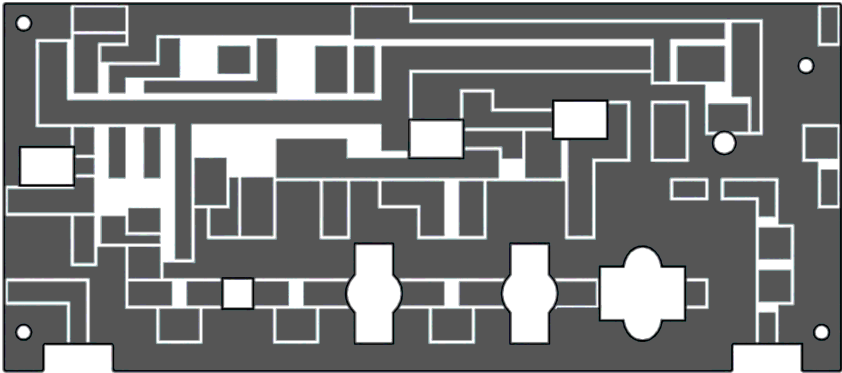


Рис. 12.62. Чертеж печатной платы усилителя M1:2

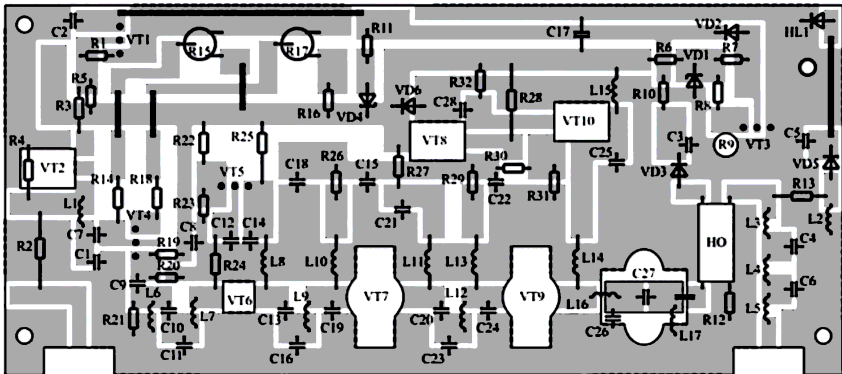


Рис. 12.63. Печатная плата с расположением элементов

Корректор реализован на низкочастотном биполярном транзисторе КТ630А и имеет малосигнальный коэффициент передачи -20 дБ (см. раздел 8.1).

ПУМ имеет следующие характеристики:

максимальный уровень выходной мощности	150 Вт
коэффициент усиления	42 дБ
полоса пропускания	70...88 МГц
неравномерность АЧХ	$\pm 0,25$ дБ
сопротивление генератора и нагрузки	75 Ом

На входе усилителя включен резистивный делитель напряжения, состоящий из резисторов R2, R4 и обеспечивающий его согласование с сопротивлением генератора при срабатывании схем

защиты. С целью сохранения работоспособности усилителя при перегрузке по входу, на выходе резистивного делителя включен биполярный транзистор VT2, играющий роль самоуправляемого ограничителя входных сигналов (см. раздел 10.2). Порог срабатывания ограничителя устанавливается делителем на резисторах R1, R5. Для устранения влияния емкости коллектор-эмиттер закрытого транзистора VT2 на АЧХ усилителя, она включена в фильтр нижних частот третьего порядка, образуемый указанной емкостью и элементами L1 и C1.

Ограничитель на транзисторе VT2 применяется также в качестве управляемого ограничителя при срабатывании защит от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиты.

С увеличением рассогласования нагрузки усилителя с его выходным сопротивлением увеличивается напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны направленного ответвителя НО. Это напряжение детектируется детектором на диоде VD3 и, открывая транзистор VT1, приводит к уменьшению порога срабатывания ограничителя на транзисторе VT2. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя падает пропорционально росту рассогласования нагрузки. НО выполнен из двух проводов марки МГТФ 1×0,35 длиной 50 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В рабочем диапазоне частот усилителя переходное затухание НО составляет около 35...40 дБ. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования усилителя по выходу устанавливается выбором резистора R10.

Защита от превышения напряжением питания номинального значения выполнена на стабилитроне VD4.

Термозащита выполнена на транзисторе VT3. Терморезистор R9 схемы термозащиты приклеивается к корпусу усилителя эпоксидным клеем. С увеличением температуры корпуса сопротивление терморезистора падает, что приводит к запиранию транзистора VT3 и срабатыванию схемы управления. Установка схемы термозащиты на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью резистора R8.

Детектор на диоде VD5 и светодиод HL1 служат для индикации уровня выходной мощности усилителя.

В качестве корректирующего элемента корректора использована управляемая нелинейная емкость коллектор-эмиттер $C_{кэ}$ закрытого низкочастотного транзистора VT4.

Работа корректора основана на увеличении коэффициента его передачи при увеличении среднего значения емкости $C_{кз}$ за период высокочастотного колебания. Напряжение $U_{кз}$ транзистора VT4 устанавливается с помощью потенциометра R15. Резистор R21 обеспечивает линеаризацию скорости нарастания коэффициента передачи корректора при увеличении значения емкости $C_{кз}$. Изменением потенциала на базе транзистора VT4 с помощью потенциометра R17 осуществляется плавная регулировка наклона амплитудной характеристики усилителя в области больших напряжений.

Использование корректора дает возможность плавно изменять наклон амплитудной характеристики усилителя в области больших напряжений, обеспечить постоянство дифференциального коэффициента усиления вплоть до выходного напряжения равного 85% от максимального значения, то есть примерно в два раза увеличить выходную мощность, ограниченную областью линейной работы усилителя.

Входной каскад ПУМ на транзисторе VT6 работает в режиме класса А, предоконечный и выходной каскады на транзисторах VT7 и VT9 — в режиме с отсечкой коллекторного тока. В усилителе применен стабилизатор напряжения базового смещения на транзисторах VT8 и VT10. Использование корректора может быть эффективным, если начальный участок амплитудной характеристики разрабатываемого усилителя линеен. Это достигается оптимизацией базового смещения транзисторов VT7 и VT9 с помощью резистора R31.

Во всех каскадах использованы полосовые корректирующие цепи четвертого и пятого порядка, обеспечивающие высокие технические характеристики усилителя и достаточно простые в конструктивном исполнении и настройке. Например, формирование амплитудно-частотной характеристики каскада на транзисторе VT6 с помощью корректирующей цепи, состоящей из элементов L6, L7, C10, C11, производится в следующей последовательности. При заданных нижней $f_{н}$ и верхней $f_{в}$ частотах полосы пропускания усилителя подбором конденсатора C11 устанавливается максимально возможный коэффициент усиления каскада на частоте $f_{в}$. Далее величина индуктивности L6 изменяется так, чтобы на частоте $f_{н}$ коэффициент усиления каскада также стал максимально возможным. Если окажется, что на частоте $f_{н}$ коэффициент усиления больше, чем на частоте $f_{в}$, следует уменьшить величину конденсатора C10 и заново найти оптимальное значение индуктивности L6. Аналогично настраиваются остальные каскады.

На выходе транзистора VT9 включен трансформатор сопротивлений с коэффициентом трансформации 1:25, выполненный в виде полосового фильтра четвертого порядка и состоящий из элементов L16, C26, C27, L17 (см. раздел 3.3). Это позволяет обеспечить реализацию оптимального, с точки зрения получения максимальной выходной мощности, ощущаемого сопротивления нагрузки транзистора.

На выходе усилителя установлен чебышевский фильтр нижних частот пятого порядка (элементы L3, C4, L4, C6, L5), обеспечивающий подавление высших гармонических составляющих в спектре выходного сигнала до требуемого уровня (см. раздел 3.4).

Печатная плата размером 215 × 95 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 3 мм. Пунктирной линией на рис. 12.63 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Транзисторы VT2, VT6, VT7, VT8, VT9, VT10 крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Однако между транзисторами VT8, VT10 и основанием следует устанавливать слюдяные прокладки и перед настройкой усилителя следует с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами VT8, VT10 и земляной шиной.

Один из выводов элементов L16, C26, L18 трансформатора сопротивлений припаивается к металлизированным площадкам керамической подложки, имеющей размеры 19 × 9 мм. У конденсатора C27 оба вывода припаиваются к металлизированным площадкам подложки. Подложка прижимается к основанию стеклотекстолитовой пластиной. Нижняя часть подложки перед установкой смазывается теплопроводящей пастой. Это необходимо для устранения перегрева элементов трансформатора.

12.15. Усилитель диапазона 154...170 МГц мощностью 200 Вт

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот	154...170 МГц
выходная мощность, не менее	200 Вт
коэффициент усиления.	18 ± 1 дБ
сопротивление генератора и нагрузки	50 Ом
напряжение питания	24 В

потребляемый ток в режиме молчания	0,4 А
максимальное значение потребляемого тока	20 А
при коротком замыкании либо отключении нагрузки потребляемый ток уменьшается до	8 А
габаритные размеры усилителя	220 × 180 × 30 мм

Принципиальная схема усилителя, предназначенного для работы в составе модулятора лазерного излучения [24], приведена на рис. 12.64.

Усилитель содержит два идентичных канала усиления на транзисторах VT2, VT4; делитель мощности на направленном ответвителе НО1 (см. раздел 7.4); сумматор на НО2; стабилизатор напряжения базового смещения на транзисторах VT3, VT5; схемы защиты от перегрузки по входу, от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиту.

Транзисторы канальных усилителей работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизатором базового смещения (см. раздел 2.2). Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора R8 в цепи базы транзистора VT5.

Во всех усилительных каскадах использованы полосовые корректирующие цепи четвертого порядка (см. раздел 5.2). На выходах канальных усилителей включены трансформаторы импедансов с коэффициентом трансформации 1 : 25, выполненные в виде фильтров нижних частот четвертого порядка (см. раздел 3.3) и обеспечивающие оптимальные условия работы транзисторов выходных каскадов (элементы L10, C9, L11, C11). Для подавления высших гармонических составляющих в спектре выходного сигнала, после сумматора на НО2 включен чебышевский фильтр нижних частот пятого порядка (элементы C13, L12, C14, L13, C16).

Каждый из направленных ответвителей НО1 и НО2 выполнен из двух проводов марки МГТФ 1×0,35 длиной 430 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор диаметром 12 и длиной 45 мм. Изолятор помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран, имеющий продольную щель вдоль всей своей длины и плотно обжимающий намотанные на изолятор провода. Переходное затухание НО1 и НО2 в полосе пропускания УМ равно 3 дБ.

На входе усилителя включен биполярный транзистор VT1, выполняющий роль самоуправляемого ограничителя мощных входных сигналов (см. раздел 10.2). Для устранения влияния емкости

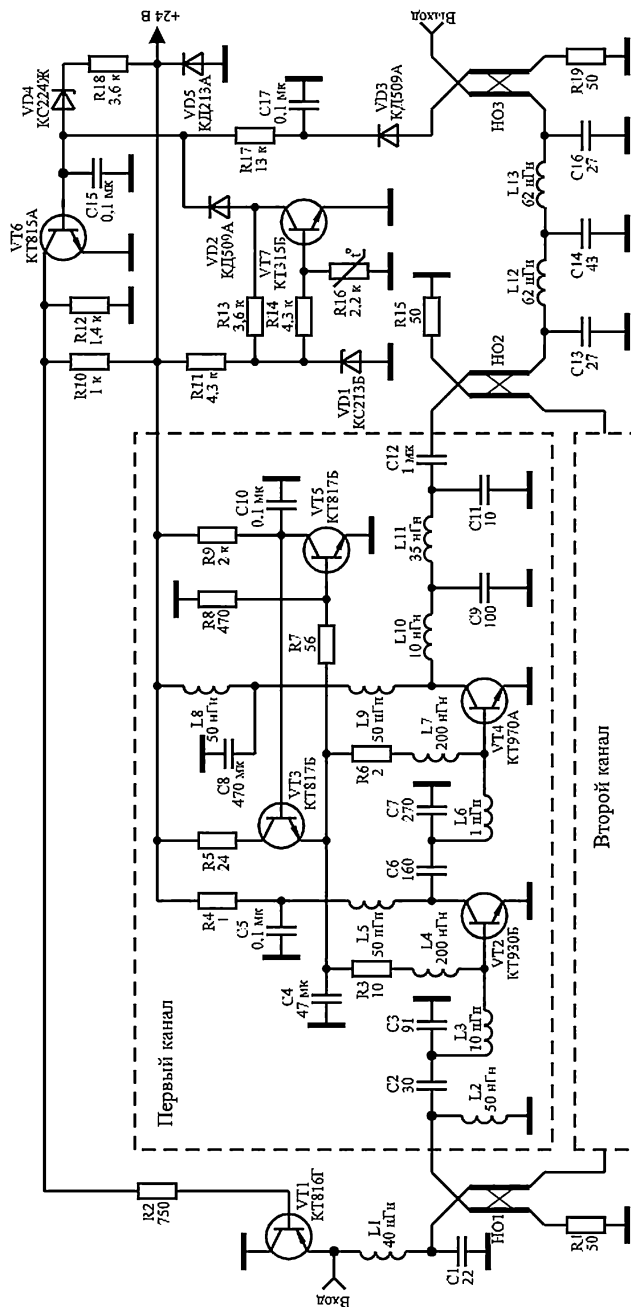


Рис. 12.64. Принципиальная схема усилителя мощности оптического модулятора

последовательного соединения C_{63} и C_{6k} закрытого транзистора VT1 на АЧХ усилителя, она включена в фильтр нижних частот, стоящий на входе УМ.

Направленный ответвитель отраженной волны НОЗ выполнен из двух проводов марки МГТФ 1×0,35 длиной 40 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В рабочем диапазоне частот усилителя переходное затухание НОЗ равно 40...45 дБ. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования УМ по выходу устанавливается выбором резистора R17.

Схема термозащиты на транзисторе VT7 минимизирует напряжение управления при превышении температурой корпуса УМ определенного значения. Терморезистор схемы термозащиты приклеивается к корпусу усилителя в непосредственной близости от транзистора VT4. С увеличением температуры корпуса сопротивление терморезистора падает, что приводит к запиранию транзистора VT7 и срабатыванию схемы управления. Установка схемы термозащиты на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью резистора R14.

Защита от превышения напряжением питания номинального значения, выполненная на стабилитроне VD4, срабатывает при величине питающего напряжения 25,5 В. Диод VD5 установлен для защиты транзисторов усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

Настройка УМ заключается в следующем. Вначале производится покаскадная настройка канальных усилителей, методика которой подробно описана в разделах 12.6. После настройки канальных усилителей производится подстройка переходного затухания НО1 и НО2, осуществляемая с помощью регулирования длины продольной щели их металлических экранов.

Список использованных источников

1. *Шварц П. З.* Линейные транзисторные усилители СВЧ. — М.: Сов. радио, 1980. — 368 с.
2. *Шварц П. З.* Усилители СВЧ на полевых транзисторах. — М.: Радио и связь, 1987. — 200 с.
3. Проектирование радиопередатчиков / *В. В. Шахгильдян, М. С. Шумилин, В. Б. Козырев* и др.; Под ред. *В. В. Шахгильдяна*. — М.: Радио и связь, 2000. — 656 с.
4. *Петухов В. М.* Транзисторы и их зарубежные аналоги: Справочник. В 4 томах. — М.: «РадиоСофт», 2000.
5. *Мамонкин И. Г.* Усилительные устройства. Учебное пособие для вузов. — М.: Связь. 1977. — 360 с.
6. Полевые транзисторы: Справочник. — Faber. STM. Publications, 1997.
7. *Гринберг Г. С., Могилевская Л. Я., Хотунцев Ю. Л.* Численное моделирование нелинейных устройств на полевых транзисторах с барьером Шотки // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. — 1993. — Вып. 4. — С. 18—22.
8. *Obregon J., Funck F., Borvot S.* A 150 MHz — 16 GHz FET amplifier. // IEEE International solid-state Circuits Conference. — 1981, February. — P. 66—67.
9. *Титов А. А.* Синтез параметров межкаскадной корректирующей цепи усилителей мощности МВ-, ДМВ-диапазонов // Электросвязь — 2005. — № 10. — С. 35—37.
10. *Бабак Л. И., Шевцов А. И., Юсупов Р. Р.* Пакет программ автоматизированного расчета транзисторных широкополосных и импульсных УВЧ и СВЧ-усилителей // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. — 1993. — Вып. 3. — С. 60—63.
11. *Титов А. А., Ильюшенко В. И.* Транзисторные усилители мощности с повышенными энергетическими характеристиками. — Томск: Изд-во ИОА СО РАН, 2004. — 286 с.
12. *Богданович Б. М.* Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. — М.: Связь, 1980. — 280 с.
13. *Рэд Э.* Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50-омная техника: Пер. с нем. — М.: Мир, 1990. — 256 с.

14. Ангелов И., Стоев И., Уршев Л. Широкополосный малошумящий усилитель для диапазона 0,7–2 ГГц // Приборы и техника эксперимента. — 1985. — № 3. — С. 129–131.
15. Титов А. А. Полосовой усилитель мощности на 1290...1305 МГц // Схемотехника. — 2006. — № 4. — С. 44–46.
16. Титов А. А. Экономичный сверхширокополосный усилитель мощности с защитой от перегрузок // Приборы и техника эксперимента. — 2002. — № 2. — С. 71–73.
17. Титов А. А. Расчет схемы активной коллекторной термостабилизации и ее использование в усилителях с автоматической регулировкой потребляемого тока // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. — 2001. — № 2. — С. 26–30.
18. Широкополосные радиопередающие устройства / Алексеев О. В., Головкин А. А., Полевой В. В., Соловьев А. А.; Под ред. О. В. Алексеева. — М.: Связь, 1978. — 304 с.
19. Титов А. А. Полосовой усилитель мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики // Приборы и техника эксперимента. — 2003. — № 4. — С. 65–68.
20. Завражнов Ю. В., Каганов И. И., Мазель Е. З. и др. Мощные высокочастотные транзисторы / Под ред. Е. З. Мазеля. — М.: Радио и связь. 1985. — 176 с.
21. Титов А. А. Методы повышения выходной мощности усилителей радиопередающих устройств. — Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2003. — 57 с.
22. Титов А. А. Расчет выходного трансформатора сопротивлений передатчика ДМВ // Схемотехника. — 2004. — № 9. — С. 28–29.
23. Каганов В. И. Радиопередающие устройства. — М.: ИРПО: Издательский центр «Академия», 2002. — 288 с.
24. Титов А. А. Усилитель мощности для оптического модулятора // Приборы и техника эксперимента. — 2002. — № 5. — С. 88–90.
25. Титов А. А. Двухканальный усилитель мощности с дуплексерным выходом // Приборы и техника эксперимента. — 2001. — № 1. — С. 68–72.
26. Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний / В. В. Заенцев, В. М. Катушкина, С. Е. Лондон, З. И. Модель; Под ред. З. И. Моделя. — М.: Сов. радио, 1980. — 296 с.
27. Лондон С. Е., Томашевич С. В. Справочник по высокочастотным трансформаторным устройствам. — М.: Радио и связь, 1984. — 216 с.

28. *Титов А. А., Болтовская Л. Г.* Высоковольтный транзисторный усилитель однополярных импульсов // Приборы и техника эксперимента. — 1979. — №2. — С. 140—141.
29. *Титов А. А.* Расчет согласующего трансформатора выходного каскада // Радиомир. КВ и УКВ. — 2004. — № 11. — С. 20—21.
30. *Титов А. А.* Синтез трансформатора сопротивлений, предназначенного для согласования антенны с выходным каскадом передатчика диапазона ДМВ // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 2005. — № 7. — С. 69—74.
31. *Титов А. А., Григорьев Д. А.* Параметрический синтез межкаскадных корректирующих цепей высокочастотных усилителей мощности // Радиотехника и электроника. — 2003. — № 4. — С. 442—448.
32. *Знаменский А. Е.* Таблицы для расчета трансформаторов сопротивлений в виде фильтров нижних частот // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. — 1985. — Вып. 1. — С. 99—110.
33. *Фано Р.* Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов: Пер. с англ. / Под ред. *Г. И. Слободенюка*. — М.: Совetskoe радио, 1965.
34. ГОСТ 20532-83. Радиопередатчики телевизионные 1—5 диапазонов. Основные параметры, технические требования и методы измерений. — М.: Издательство стандартов, 1984. — 34 с.
35. ГОСТ Р 50890-96. Передатчики телевизионные маломощные. Основные параметры. Технические требования. Методы измерений. — М.: Издательство стандартов, 1996. — 36 с.
36. *Зааль Р.* Справочник по расчету фильтров: Пер. с нем. — М.: Радио и связь. 1983. — 752 с.
37. *Гребенников А. В., Никифоров В. В., Рыжиков А. Б.* Мощные транзисторные усилительные модули для УКВ ЧМ и ТВ-вещания // Электросвязь. — 1996. — № 3. — С. 28—31.
38. *Бабак Л. И., Пушкарев В. П., Черкашин М. В.* Расчет сверхширокополосных СВЧ-усилителей с диссипативными корректирующими цепями // Известия вузов. Радиоэлектроника. — 1996. — Том 39. — № 11. — С. 20—28.
39. *Ланнэ А. А.* Оптимальный синтез линейных электронных схем. — М.: Связь, 1978. — 336 с.
40. *Балабанян П.* Синтез электрических цепей. — М.: Госэнергоиздат, 1961. — 543 с.
41. *Ку В. П., Petersen W. C.* Optimum gain-bandwidth limitation of transistor amplifiers. // IEEE Trans. — 1975. — Vol. CAS — 22. — No. 6. — P. 523—533.

42. Муртаф Б. Современное линейное программирование: Пер. с англ. — М.: Мир, 1984. — 224 с.
43. Смирнов Р. А. Оптимизация параметров импульсных и широкополосных усилителей. — М.: Энергия, 1976. — 200 с.
44. Пикосекундная импульсная техника / В. П. Ильющенко, Б. И. Авдоченко, В. Ю. Баранов и др.; Под ред. В. П. Ильющенко. — М.: Энергоатомиздат, 1993. — 368 с.
45. Титов А. А. Расчет межкаскадной корректирующей цепи многооктавного усилителя мощности на полевых транзисторах // Радиотехника. — 1989. — № 12. — С. 30—33.
46. Титов А. А. Параметрический синтез межкаскадной корректирующей цепи широкополосного усилителя мощности на полевых транзисторах // Радиотехника. — 2002. — № 3. — С. 90—92.
47. Гринберг Г. С., Могилевская Л. Я., Хотунцев Ю. Л. Численное моделирование нелинейных устройств на полевых транзисторах с барьером Шотки // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. — 1993. — Вып. 4. — С. 18—22.
48. Титов А. А. Параметрический синтез межкаскадной корректирующей цепи сверхширокополосного усилителя мощности // Известия вузов. Сер. Электроника. — 2002. — № 6. — С. 81—87.
49. Титов А. А. Параметрический синтез широкополосных усилительных ступеней с заданным наклоном амплитудно-частотной характеристики // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 2002. — № 10. — С. 26—34.
50. Титов А. А. Синтез параметров корректирующей цепи третьего порядка узкополосной усилительной ступени // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 2003. — № 12. — С. 29—35.
51. Титов А. А., Кологривов В. А. Параметрический синтез межкаскадной корректирующей цепи полосового усилителя мощности // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. — 2002. — Вып. 1. — С. 6—13.
52. Конев Ю. И., Машуков Е. В. Параллельное включение транзисторов // В сб. Электронная техника в автоматике / Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1981. — Вып. 12. — С. 204—222.
53. Абрамов Ф. Г., Волков Ю. А., Вонсовский П. П., Ильющенко И. И., Машинин О. В., Пасхин В. М. Согласованный широкополосный усилитель // Приборы и техника эксперимента. — 1984. — № 2. — С. 111—112.

54. *Титов А. А.* Широкополосные усилители с перекрестными обратными связями // Схемотехника. — 2005. — № 5. — С. 27—28.
55. *Титов А. А.* Упрощенный расчет широкополосного усилителя. // Радиотехника. — 1979. — № 6. — С. 88—90.
56. *Мелихов С. В., Колесов И. А.* Влияние нагружающих обратных связей на уровень выходного сигнала усилительных каскадов // В сб. Широкополосные усилители. — Томск: Изд-во Том. ун-та, 1975. — Вып. 4. — С. 102—110.
57. *Бабак Л. И.* Анализ широкополосного усилителя по схеме со сложением напряжений // В сб. Наносекундные и субнаносекундные усилители / Под ред. *И. А. Суслова*. — Томск: Изд-во Том. ун-та, 1976. — С. 123—133.
58. *Титов А. А.* Широкополосный усилитель мощности с управляемым питанием // Радиолобитель. — 2006. — № 1. — С. 48—50.
59. *Дьячко А. П., Мелихов С. В., Титов А. А.* Широкополосный усилитель мощности для акустооптических систем // Приборы и техника эксперимента. — 1991. — № 2. — С. 111—112.
60. *Гребенников А. В., Никифоров В. В.* Транзисторные усилители мощности для систем подвижной радиосвязи метрового и дециметрового диапазонов волн // Радиотехника. — 2000 — № 5. — С. 83—86.
61. *Мелихов С. В., Титов А. А., Файнгерц В. М., Якушевич Г. П.* Сверхширокополосный модуль преобразования частоты и модуляции высокочастотных колебаний // Приборы и техника эксперимента. — 1991. — № 1. — С. 120.
62. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ / Под ред. *О. В. Алексеева*. — М.: Радио и связь, 1987. — 392 с.
63. *Мазепова О. И., Мещанов В. П., Прохорова Н. И.* и др. Справочник по элементам полосковой техники / Под ред. *А. М. Фельдштейна*. — М.: Связь, 1979. — 215 с.
64. *Карпов В. М., Малышев В. А., Перевоищikov И. В.* Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами / Под ред. *В.А. Малышева*. — М.: Радио и связь, 1984. — 238 с.
65. *Иванов В. К.* Оборудование радиотелевизионных передающих станций. — М.: Радио и связь, 1989. — 336 с.
66. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов / *Л. А. Белов, М. В. Благовещенский, В. М. Богачев* и др.; Под ред. *М. В. Благовещенского, Г. У. Уткина*. — М.: Радио и связь, 1982. — 408 с.

67. *Титов А. А.* Разработка малогабаритного диплексера для сложения мощности двух независимых передатчиков в антенне // *Материалы Всероссийской научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» — Томск, изд-во Института оптики атмосферы СО РАН, 2003. — С. 91—95.*
68. *Титов А. А.* Расчет диплексера усилителя мощности телевизионного передатчика // *Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 2001. — № 2. — С. 74—77.*
69. *Титов А. А.* Повышение выходной мощности усилителей маломощных ТВ-передатчиков // *Электросвязь. — 2004. — № 2. — С. 23—25.*
70. *Богданович Б. М.* Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном. — М.: Радио и связь, 1984. — 176 с.
71. *Завражнов Ю. В., Хвостов А. В.* Высокочастотные усилители мощности радиопередатчиков // *Радиотехника. — 2000. — № 12. — С. 68—73.*
72. *Андреев В. С., Гордон Е. Ю.* Уменьшение нелинейных искажений усилителей мощности СВЧ // *Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 1993. — № 10. — С. 21—28.*
73. *Половников А. С., Яковенко В. А.* Исследование эффективности корректора нелинейных искажений // *Труды пятой международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения, АПЭП — 2000». — Новосибирск: Новосиб. гос. тех. ун-т, 2000. — Т. 7. — С. 87—89.*
74. *Лисицкий А. П., Никифоров В. В.* Методы уменьшения нелинейных искажений сигналов в радиопередающих трактах // *В сб. Полупроводниковая электроника в технике связи / Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Радио и связь, 1990. — Вып. 28. — С. 95—106.*
75. *Титов А. А.* Разработка полосовых усилителей мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики // *Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. — 2002. — Вып. 2. — С. 33—39.*
76. *Титов А. А.* Полосовой усилитель мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики // *Приборы и техника эксперимента. — 2003. — № 4. — С. 65 — 68.*
77. *Титов А. А., Ильюшенко В. П.* Усилитель мощности // Патент на изобретение № 2231212 Российского агентства по патентам и товарным знакам. — Оpubл. 20.06.2004, Бюл. № 17.
78. *Титов А. А.* Влияние корректора амплитудной характеристики на интермодуляционные искажения полосового усилителя

- мощности // Известия Томского политехнического университета. — 2003. — № 5. — С. 85—88.
79. А. с. 202252 СССР. Направленный ответвитель для систем коллективного приема телевидения. / В. Д. Кузнецов, Н. Б. Аблин. — Оpubл. в Б. И., 1967. — № 19.
80. Титов А. А. Разработка малогабаритного диплексера для мало-мощного телевизионного передатчика // Материалы Всероссийской научно-практической конференции «Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления», в 2 томах. Том 1. — Томск, изд-во ТУСУР, 2002. — С. 195—197.
81. Титов А. А. Повышение выходной мощности и КПД маломощных телевизионных передатчиков // Электроника: НТБ — 2004. — № 3. — С. 26—28.
82. Ежков Ю. А. Справочник по схемотехнике усилителей. — 2-е изд. — М.: ИП РадиоСофт, 2002. — 272 с.
83. Титов А. А. Повышение выходной мощности транзисторных усилителей в режиме А // Радиотехника. — 1985. — № 3. — С. 81 — 83.
84. Погин В. И. Аналоговые электронные устройства. — М.: Радио и связь, 1992. — 304 с.
85. Догадин И. Б., Погин В. И. КПД усилителей со ступенчатым управлением // Радиотехника. — 1996. — № 3. — С. 13—14.
86. Окснер Э. С. Мощные полевые транзисторы и их применение: Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1985. — 288 с.
87. Титов А. А. Нелинейные искажения в мощной широкополосной усилительной ступени с автоматической регулировкой потребляемого тока // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 2001. — № 11. — С. 71—77.
88. Кибакин В. М. Основы ключевых методов усиления. — М.: Энергия, 1980. — 232 с.
89. Кобзев А. В., Михальченко Г. Я., Музыченко И. М. Модуляционные источники питания РЭА. — Томск: Радио и связь, Томский отдел, 1990. — 336 с.
90. Розов В. М., Кузьмин В. Ф. Однополосные коротковолновые радиопередатчики. — М.: Изд-во МЭИС, 1970. — 76 с.
91. Kajiwara Y., Hirakawa K., Sasaki K., etc. UHF high — power transistor amplifier with high - dielectric substrate // NEC Res. & Develop. — 1977. — № 45. — P. 50—57.
92. Титов А. А. Компенсация влияния детекторного эффекта в усилителе с автоматической регулировкой потребляемого тока // Радиотехника. — 1987. — № 8. — С. 10—13.

93. *Титов А. А.* Сверхширокополосные усилители мощности. Эффективность автоматической регулировки режима класса А // *Электроника: НТБ.* — 2003. — № 4. — С. 32—35.
94. *Авдоченко Б. И., Ильюшенко В. Н.* Гибридно-интегральные импульсные усилители // *Приборы и техника эксперимента.* — 1990. — № 6. — С. 102—104.
95. *Ильюшенко В. Н., Титов А. А.* Многоканальные импульсные устройства с частотным разделением каналов // *Радиотехника.* — 1991. — № 1. — С. 22—24.
96. *Алексеев О. В., Грошев Г. А., Чавка Г. Г.* Многоканальные частотно-разделительные устройства и их применения. — М.: Радио и связь, 1981. — 135 с.
97. *Титов А. А., Ильюшенко В. Н.* Широкополосный усилитель // Патент на изобретение № 2246173 Российского агентства по патентам и товарным знакам. — Оpubл. 10.02.2005, Бюл. № 4.
98. *Титов А. А.* Расчет частотно-разделительных цепей многоканальных импульсных усилителей // *Радиотехника.* — 2002. — № 10. — С. 38—41.
99. *Титов А. А., Ильюшенко В. Н.* Импульсный усилитель // Свидетельство на полезную модель № 34828 Российского агентства по патентам и товарным знакам — Оpubл. 10.12.2003 Бюл. № 34
100. *Титов А. А.* Многоканальные импульсные усилители с частотным разделением каналов // *Известия вузов. Сер. Электроника.* — 2003. — № 3. — С. 47—52.
101. *Обихвостов В. Д., Титов А. А., Ильюшенко В. Н., Авдоченко Б. И.* Пикосекундный усилитель постоянного тока // *Приборы и техника эксперимента.* — 2003. — № 1. — С. 47—49.
102. *Кузнецов А. С., Кутин Г. И.* Методы исследования эффекта нелинейного рассеяния электромагнитных волн // *Зарубежная радиоэлектроника.* — 1985. — № 4. — С. 41—53.
103. *Титов А. А., Ильюшенко В. Н., Авдоченко Б. И., Обихвостов В. Д.* Широкополосный усилитель мощности для работы на несогласованную нагрузку // *Приборы и техника эксперимента.* — 1996. — № 2. — С. 68—69.
104. *Титов А. А., Мелихов С. В.* Широкополосный усилитель мощности с системой защиты // *Приборы и техника эксперимента.* — 1993. — № 2. — С. 105—107.
105. *Титов А. А., Ильюшенко В. Н.* Широкополосный датчик высокочастотного тока // Свидетельство на полезную модель № 32883 Российского агентства по патентам и товарным знакам — Оpubл. 27.09.2003 Бюл. № 27.

106. *Титов А. А.* Усилитель мощности диапазона 30...1000 МГц // Радиомир. — 2005. — № 3. — С. 22—24.
107. *Титов А. А., Ильюшенко В. П.* Широкополосный усилитель мощности с автоматической регулировкой потребляемого тока // Свидетельство на полезную модель № 21703 Российского агентства по патентам и товарным знакам — Оpubл. 27.01.2002 Бюл. № 3.
108. *Окснер Э. С.* Мощные полевые транзисторы и их примененис: Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1985. — 288 с.
109. *Титов А. А., Ильюшенко В. П.* Широкополосный усилитель мощности // Свидетельство на полезную модель № 32940 Российского агентства по патентам и товарным знакам — Оpubл. 27.09.2003 Бюл. № 27.
110. Заявка 19606799, Германия, Н 03 G 3/30. Устройство для регулировки амплитуды на выходе ВЧ усилителя мощности / Ludwig Michael, Wahl Marcus. — Оpubл. 28.8.97.
111. Заявка 19623930, Германия, Н 03 G 3/30. Способ и устройство для защиты усилителя от перегрузок / Schaeuffler Juergen. — Оpubл. 18.12.97.
112. Патент 2119249, Россия, Н 03 L 5/02. Устройство автоматического регулирования мощности транзисторного радиопередатчика / *Тарасов В. В., Сорокин Д. Т.* — Оpubл. 20.09.98.
113. Заявка 19708837, Германия, Н 04 В 1/04. Устройство для регулировки выходной мощности ВЧ передатчика / Mader Thomas, Kottschlag Gerhard, Pitz Gerhard, Gallmann Arnd, Mevissen Walter. — Оpubл. 10.9.98.
114. Заявка 2742012, Франция, Н 03 F 1/00. Усилитель с регулируемой выходной мощностью / Goudier Jean Luc, Cattaneo Laurent. — Оpubл. 6.6.97.
115. *Титов А. А.* УКВ-усилитель мощности с защитой от перегрузок // Радиомир КВ и УКВ. — 2002. — № 10. — С. 17—18.
116. *Титов А. А., Ильюшенко В. П.* Устройство для защиты усилителя мощности от перегрузки // Патент на изобретение № 2217861 Российского агентства по патентам и товарным знакам. — Оpubл. 27.11.2003 Бюл. № 33.
117. *Степаненко И. П.* Основы теории транзисторов и транзисторных схем. — М.: Энергия, 1977. — 672 с.
118. *Титов А. А.* Мощный широкополосный усилитель постоянного тока // Приборы и техника эксперимента. — 1989. — № 3. — С. 120—121.
119. *Авдоченко Б. И., Дьячко А. П., Донских Л. П., Ильюшенко В. П., Колесов И. А., Копань С. Б., Титов А. А., Якушевич Г. П.* Сверх-

- широкополосные усилители на биполярных транзисторах // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. — 1985. — Вып. 3. — С. 57—60.
120. *Титов А. А., Ильюшенко В. П.* Широкополосный усилитель // Патент на полезную модель № 35491 Российского агентства по патентам и товарным знакам. — Оpubл. 10.01.2004, Бюл. № 1.
121. *Титов А. А.* Сверхширокополосный усилитель // Радиомир. — 2004. — № 3. — С. 33—34.
122. *Мелихов С. В., Титов А. А.* Широкополосный усилитель средней мощности с регулируемым усилением // Приборы и техника эксперимента. — 1989. — № 5. — С. 166—167.
123. *Титов А. А.* Широкополосный усилитель мощности от 1 до 2100 МГц // Радиолюбби. — 2005. — № 1. — С. 37—39.
124. *Титов А. А., Мелихов С. В.* Широкополосный усилитель мощности с системой защиты // Приборы и техника эксперимента. — 1993. — № 2. — С. 105—107.
125. *Титов А. А.* Сверхширокополосный усилитель // Радиоаматор. — 2004. — № 8. — С. 51—52.
126. *Алексеевский Д. Д., Макагон В. М., Мелихов С. В., Титов А. А., Феклин В. В.* Сверхширокополосные линейные усилители мощности // Приборы и техника эксперимента. — 1991. — № 2. — С. 109—111.
127. *Титов А. А., Мелихов С. В., Донских Л. П.* Широкополосный усилитель с импульсным питанием // Приборы и техника эксперимента. — 1992. — № 1. — С. 122—123.
128. *Титов А. А.* Расчет межкаскадной корректирующей цепи многооктавного транзисторного усилителя мощности // Радиотехника. — 1987. — № 1. — С. 29—31.
129. *Титов А. А.* Экономичный сверхширокополосный усилитель мощности // Радиоаматор. — 2003. — № 8. — С. 53—55.
130. *Титов А. А.* Перестраиваемый полосовой усилитель мощности диапазона 400...460 МГц // Схемотехника. — 2004. — № 4. — С. 8—10.
131. *Титов А. А.* Удлинитель для радиотелефона // Радиомир. — 2003. — № 6. — С. 39—40.
132. *Титов А. А., Стерхов А. П., Печеева В. П.* Усилитель мощности диапазона 140...150 МГц // Радиомир. КВ и УКВ. — 2004. — № 4. — С. 18—20.
133. *Титов А. А., Мазуров А. В.* Усилитель мощности на 27—29 МГц // Радиолюбби. — 2004. — № 2. — С. 34—37.

134. *Титов А. А.* Усилитель мощности телевизионного передатчика с раздельным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения // *Радиолюбитель.* — 2005. — № 1. — С. 26—31.
135. *Дьячко А. П., Бабак Л. И.* Расчет сверхширокополосного усилительного каскада с заданными частотными и временными характеристиками // *Радиотехника.* — 1988. — № 10. — С. 17—18.
136. *Титов А. А.* Малогабаритный диплексер для сложения мощности двух независимых передатчиков // *Радиоаматор.* — 2005. — № 1. — С. 53—55.
137. *Титов А. А.* Особенности изготовления и настройки УМ на 142...148 МГц // *Радиолюбитель.* — 2003. — № 5. — С. 35—36.
138. *Титов А. А.* Усилитель мощности диапазона 150...170 МГц с защитой от перегрузок // *Радиоаматор.* — 2003. — № 3. — С. 54—55.
139. *Титов А. А.* Удлинитель симплексной радиостанции диапазона 26...29 МГц // *Радиоаматор.* — 2003. — № 11. — С. 53—55.
140. *Титов А. А.* Полосовой усилитель мощности диапазона 430...442 МГц // *Радиоаматор.* — 2005. — № 3 — С. 51—53.
141. *Титов А. А.* Полосовой усилитель мощности (66...73 МГц) // *Радиомир.* — 2005. — № 5. — С. 21—22, *Радиомир.* — 2005. — № 6. — С. 21—23.