

А. А. ТИТОВ

ПОВЫШЕНИЕ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ



А. А. ТИТОВ

**ПОВЫШЕНИЕ
ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ
УСИЛИТЕЛЕЙ
РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ
УСТРОЙСТВ**

Москва
Горячая линия - Телеком
2013

УДК 621.375.026:621.396.61

ББК 32.848-04

T45

Титов А. А.

T45

Повышение выходной мощности усилителей радиопередающих устройств. – М.: Горячая линия–Телеком, 2013. – 142 с: ил.

ISBN 978-5-9912-0349-4.

Подробно изложены методы повышения выходной мощности усилителей радиопередающих устройств, основанные на использовании: непосредственного сложения мощности, отдаваемой несколькими транзисторами; устройств сложения мощности, отдаваемой несколькими выходными каскадами; корректоров амплитудных характеристик; диплексеров для сложения мощности нескольких независимых генераторов; автоматической регулировки потребляемого тока; многоканальных структур с частотным разделением каналов; оптимальной реализации сопротивления нагрузки.

Для всех описанных методов даны инженерные расчетные соотношения, примеры их реализации с описанием схем, чертежей печатных плат, а также методик настройки усилителей.

Книга предназначена для разработчиков радиоаппаратуры, радиолюбителей, аспирантов и студентов.

32.848-04

Адрес издательства в Интернет WWW.TECHBOOK.RU

Производственно-практическое издание

Титов Александр Анатольевич

**Повышение выходной мощности усилителей
радиопередающих устройств**

Редактор Ю. Н. Чернышов

Компьютерная верстка Ю. Н. Чернышова

Обложка художника О. В. Карповой

Подписано к печати 15.06.13. Формат 60×88 1/16. Усл. печ. л. 8,86. Изд. № 13349. Тираж 500 экз. (1-й завод 100 экз.)

ISBN 978-5-9912-0349-4

© А. А. Титов, 2013

© Издательство «Горячая линия–Телеком», 2013

Предисловие

Требуемые уровни выходной мощности усилителей радиопередающих устройств превышают возможности современной элементной базы. Поэтому при создании радиопередающих устройств используются различные методы повышения выходной мощности, основанные на применении схем сложения мощностей, отдаваемых несколькими транзисторами, и реализации оптимальных условий работы активного элемента. В известной научной и научно-популярной литературе материал, посвященный этой проблеме, не всегда представлен в удобном для проектирования виде. К тому же в теории усилителей нет достаточно обоснованных доказательств преимущества использования того либо иного схемного решения при разработке конкретного усилительного устройства. В этой связи проектирование усилителей во многом основано на интуиции и опыте разработчика. При этом разработчики чаще всего по-разному решают поставленные перед ними задачи, достигая требуемых результатов. Поэтому в книге собраны наиболее известные и эффективные схемные решения повышения выходной мощности усилителей, а соотношения для их расчета даны без выводов. Ссылки на литературу позволяют найти, при необходимости, доказательства справедливости приведенных соотношений.

1 Схемы стабилизации рабочей точки и напряжения базового смещения транзисторов мощных усилителей

В усилителях мощности широкополосных передатчиков традиционно используются транзисторы, работающие в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой [1].

При проектировании усилителей мощности полосовых передатчиков используется режим класса АВ или В, т. е. режим с отсечкой коллекторного тока [2].

Для устранения влияния температуры окружающей среды, детекторного эффекта и других дестабилизирующих факторов на режимы работы транзисторов проектируемых усилителей мощности используются различные схемы стабилизации этих режимов. Стабилизация рабочей точки мощных транзисторов, работающих в режиме класса А, осуществляется, как правило, при помощи схемы активной коллекторной стабилизации, впервые описанной в [3] и нашедшей применение в ряде практических схем усилителей [4–6]. В высокочастотных полосовых усилителях мощности 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 [4, 7, 8].

Несмотря на широкое применение рассматриваемых схем стабилизации, методика их расчета отсутствует. Это затрудняет процесс проектирования и настройки усилителей мощности радиопередающих устройств.

1.1. Расчет элементов схемы активной коллекторной стабилизации

Принципиальная схема усилительного каскада с активной коллекторной стабилизацией приведена на рис. 1.1 [3–6].

Физика работы схемы активной коллекторной стабилизации заключается в следующем. Напряжение на базе транзистора VT1 зафиксировано базовым делителем на резисторах R1 и R3. Поэтому

при увеличении коллекторного тока транзистора VT2, вызванного изменением температуры либо детекторным эффектом, и увеличении вследствие этого напряжения на резисторе R4 уменьшается напряжение на переходе база–эмиттер транзистора VT1. Это ведёт к уменьшению его коллекторного тока, который является базовым током транзистора VT2. Это, 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 [6], при условии

$$U_{R4} \geq 1 \text{ В}, \quad (1.1)$$

где U_{R4} — напряжение на резисторе R4, изменение температуры окружающей среды от -60 до $+60$ °C приводит к нестабильности тока покоя транзистора VT2, не превышающей 2 %. Поэтому можно рекомендовать выбор напряжения на резисторе R4 исходя из условия (1.1).

Согласно [9], при требуемом выходном напряжении $U_{\text{вых}}$ и заданном сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$, необходимые напряжение коллектор–эмиттер $U_{\text{кэо2}}$ и ток коллектора $I_{\text{кэо2}}$ в рабочей точке транзистора VT2 могут быть найдены из выражений:

$$\begin{aligned} U_{\text{кэо2}} &= U_{\text{вых}} + U_{\text{ост}}; \\ I_{\text{кэо2}} &= 1,1 U_{\text{вых}} / R_{\text{н}}, \end{aligned} \quad (1.2)$$

где $U_{\text{ост}}$ — остаточное напряжение, составляющее для мощных транзисторов 0,1...2 В [10]. Поэтому будем считать, что $U_{\text{кэо2}}$ и $I_{\text{кэо2}}$ известны. Кроме того, так как напряжение на переходе база–эмиттер открытого кремниевого транзистора примерно равно 0,7 В, будем полагать известными напряжения база–эмиттер транзисторов VT1 и VT2 $U_{\text{бэ1}}$ и $U_{\text{бэ2}}$.

В этом случае расчет элементов схемы стабилизации сводится к следующему. По известному значению напряжения $U_{\text{кэо2}}$, с учётом соотношения (1.1), выбирается напряжение питания $E_{\text{п}}$ и определя-

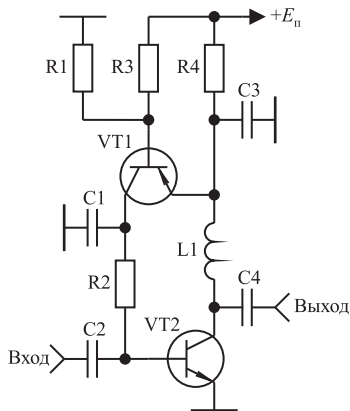


Рис. 1.1. Принципиальная схема усилительного каскада с активной коллекторной стабилизацией

ется номинал резистора R_4 :

$$\begin{aligned} E_{\Pi} &= U_{кэ02} + U_{R4}; \\ R_4 &= (E_{\Pi} - U_{кэ02})/I_{к02}. \end{aligned} \quad (1.3)$$

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

$$\begin{aligned} I_{к01} &= I_{к02}/\beta_{02}; \\ U_{кэ01} &= U_{кэ02}/2, \end{aligned} \quad (1.4)$$

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

Выбор напряжения $U_{кэ01}$ по (1.4) обусловлен тем, что при изменении температуры ток $I_{к01}$ должен иметь возможность изменяться как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения относительно своего номинального значения.

После выбора транзистора VT1 по известным $I_{к01}$ и $U_{кэ01}$ определяются номинал резистора R_2 и ток базового делителя $I_{\text{д}}$ транзистора VT1:

$$R_2 = \frac{U_{кэ02} - U_{кэ01} - U_{бэ2}}{I_{к01}}; \quad (1.5)$$

$$I_{\text{д}} \geq 5I_{к01}/\beta_{01}, \quad (1.6)$$

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

По выбранному $I_{\text{д}}$ рассчитываются номиналы резисторов R_1 и R_3 :

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{E_{\Pi} - U_{R4} - U_{бэ1}}{I_{\text{д}}}; \\ R_3 &= \frac{U_{R4} + U_{бэ1}}{I_{\text{д}}}. \end{aligned} \quad (1.7)$$

Конденсаторы C_1 и C_3 выбирают типа К10-17 0,1...1 мкФ, они служат для разрыва петли активной обратной связи на высоких частотах, где обратная связь начинает носить комплексный характер и возможно самовозбуждение схемы.

Дроссель L_1 необходим для исключения возможности шунтирования нагрузки коллекторной цепью транзистора VT2 на частотах сигнала, он выбирается из условия

$$2\pi f_{\text{н}} L_1 \geq 10R_{\text{н}}, \quad (1.8)$$

где $f_{\text{н}}$ — нижняя граничная частота полосы пропускания разрабатываемого усилителя.

1.2. Расчет элементов схемы стабилизации напряжения базового смещения

Принципиальная схема усилительного каскада со схемой стабилизации напряжения базового смещения приведена на рис. 1.2 [4, 7, 8].

Физика работы схемы стабилизации напряжения базового смещения, реализованной на транзисторах VT1 и VT3, заключается в следующем. Напряжение смещения, равное около 0,7 В, подается на базу транзистора усилительного каскада VT2 с эмиттера транзистора VT1. 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 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.

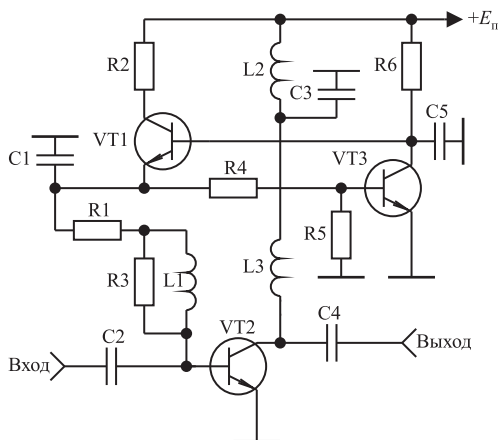


Рис. 1.2. Принципиальная схема усилительного каскада со схемой стабилизации напряжения базового смещения

Вначале по требуемой выходной мощности и заданному частотному диапазону разрабатываемого усилителя выбирается транзистор VT2. Напряжение источника питания $E_{\text{п}}$ схемы (см. рис. 1.2) следует брать равным напряжению, рекомендованному в справочной литературе для используемого транзистора VT2 [10]. В этом случае оптимальное сопротивление нагрузки транзистора VT2, на которое он отдает максимальную мощность, определяется из соотношения [11]

$$R_{\text{опт}} = (E_{\text{п}} - U_{\text{ост}})^2 / 2P_{\text{вых max}}, \quad (1.9)$$

где $P_{\text{вых max}}$ — максимальное значение выходной мощности, отдаваемой транзистором, определяется по справочникам [10].

В случае выбора $R_{\text{опт}}$ по (1.9) максимальное значение амплитуды первой гармоники сигнала в нагрузке $U_{\text{вых.т}}$ и максимальное значение выходной мощности каскада $P_{\text{вых.т}}$ рассчитываются по формулам [2]:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых.т}} &= E_{\text{п}} - U_{\text{ост}}; \\ P_{\text{вых.т}} &= U_{\text{вых.т}}^2 / 2R_{\text{опт}}. \end{aligned} \quad (1.10)$$

Если требуемая выходная мощность $P_{\text{вых.тр}}$ каскада на транзисторе VT2 меньше значения, определяемого выражением (1.10), то расчет необходимого сопротивления нагрузки транзистора $R_{\text{н.тр}}$ осуществляется по соотношению

$$R_{\text{н.тр}} = U_{\text{вых.т}}^2 / 2P_{\text{вых.тр}}. \quad (1.11)$$

Максимальное значение постоянной составляющей тока коллектора транзистора VT2, с учетом вышесказанного,

$$I_{\text{ком}} = (E_{\text{п}} - U_{\text{ост}}) / R_{\text{опт}}, \quad (1.12)$$

а максимальное значение тока базы

$$I_{\text{бom}} = I_{\text{ком}} / \beta_0, \quad (1.13)$$

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 и равно $U_{\text{min 1}}$ и для его стабильной работы должно быть не менее 5 В. Поэтому номинал резистора R2 рассчитывается из соотношения

$$R_2 \leq (E_{\text{п}} - U_{\text{min 1}} - U_{\text{бэо}}) / I_{\text{бom}}, \quad (1.14)$$

где $U_{\min 1} = 5 \text{ В}$; $U_{\text{бэо}} = 0,7 \text{ В}$ — напряжение на переходе база–эмиттер транзистора VT2 в точке покоя.

Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе VT1,

$$P_{\text{pac1}} = E_{\text{п}}^2 / 4R_2, \quad (1.15)$$

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

$$U_{\text{кэ max 1}} = E_{\text{п}}; \quad I_{\text{к max 1}} = E_{\text{п}} / R_2. \quad (1.16)$$

Соотношения (1.15), (1.16) используются для выбора транзистора VT1, который желательно выбирать низкочастотным для исключения возможности самовозбуждения схемы. Как правило, транзистор VT3 выбирается того же типа, что и транзистор VT1, так как в этом случае облегчается настройка стабилизатора напряжения базового смещения.

Известно [12], 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 [2]. 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. Сопротивление резистора R1 может быть рассчитано по эмпирическому выражению

$$R_1 [\text{Ом}] = 30 / I_{\text{к max}} [A], \quad (1.17)$$

где $I_{\text{к max}}$ — 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 значение может быть выбрано 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 полосовых усилителей мощности [8, 13, 14] установлено, что для линейаризации начального участка их амплитудных характеристик сопротивление резистора R5 необходимо выбрать в пределах 100...500 Ом.

При отсутствии резистора R5 с помощью выбора резистора R6 устанавливается коллекторный ток транзистора VT2 в режиме молчания. При увеличении значения резистора R6 коллекторный ток в режиме молчания уменьшается и наоборот. Для возможности линейаризации 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, она может быть выбрана из условия

$$L_1 [\text{мкГн}] \geq 20/f_{\text{ср}} [\text{МГц}], \quad (1.18)$$

где $f_{\text{ср}} = (f_{\text{н}} + f_{\text{в}})/2$ — средняя частота полосы пропускания усилителя, МГц; $f_{\text{в}}, f_{\text{н}}$ — верхняя и нижняя граничные частоты усилителя.

Резистор R3 повышает устойчивость усилителя и выбирается равным 24...100 Ом.

В качестве примера использования схемы стабилизации напряжения базового смещения на рис. 1.3 приведена принципиальная схема трехкаскадного полосового усилителя мощности.

Рассматриваемый усилитель имеет следующие характеристики: коэффициент усиления 43 дБ; полоса пропускания 72...86 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики $\pm 0,2$ дБ; максимальная выходная мощность 150 Вт; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом.

В усилителе использована схема стабилизации напряжения базового смещения на транзисторах VT4 и VT6. Требуемое базовое смещение транзисторов VT3 и VT5, работающих в режиме с отсечкой коллекторного тока, устанавливается с помощью выбора соответствующего резистора R10. Изменение базового смещения соответствует изменению коллекторных токов в режиме молчания $I_{\text{к.нач}}$ транзисторов VT3 и VT5 усилителя.

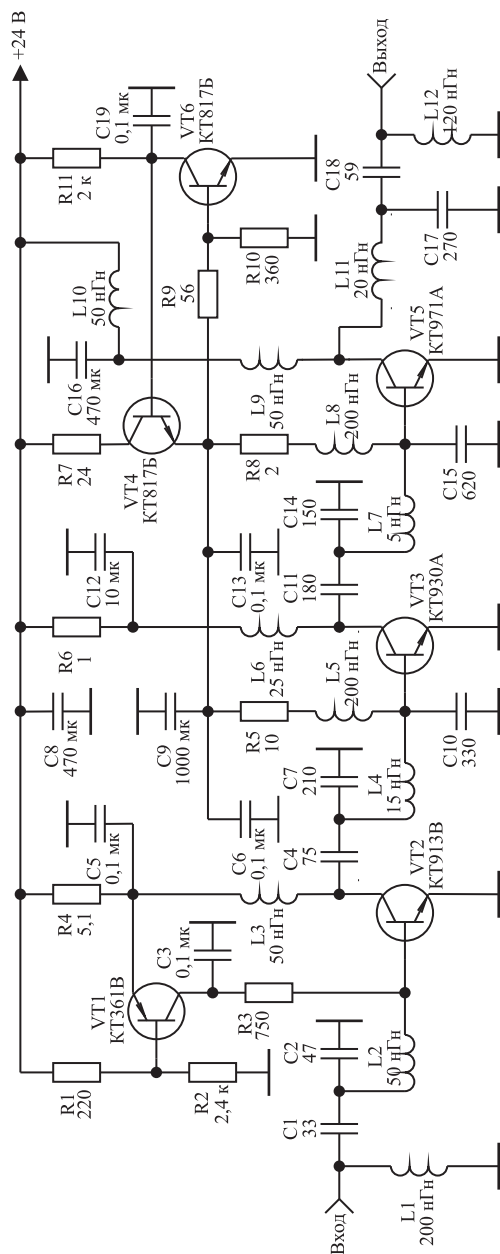


Рис. 1.3. Принципиальная схема полосового усилителя мощности

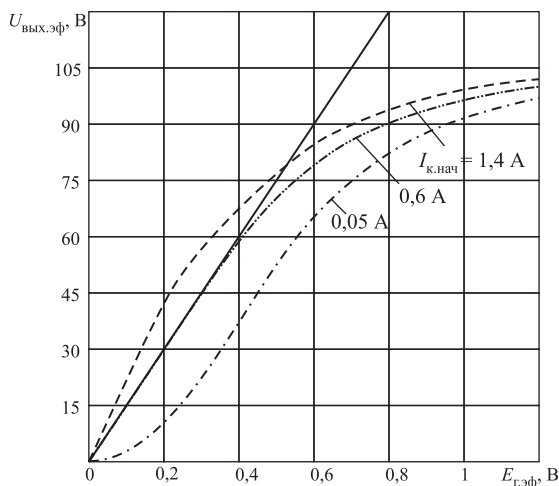


Рис. 1.4. Амплитудные характеристики полосового усилителя мощности

На рис. 1.4 приведены экспериментальные амплитудные характеристики рассматриваемого полосового усилителя мощности (см. рис. 1.3), измеренные на частоте 80 МГц при различном базовом смещении транзисторов VT3 и VT5. Здесь $E_{г.эф}$ — эффективное значение амплитуды ЭДС источника сигнала, $U_{вых.эф}$ — эффективное значение амплитуды первой гармоники сигнала в нагрузке. Прямая на рис. 1.4 соответствует идеальной амплитудной характеристике усилителя, кривые соответствуют амплитудным характеристикам при различных $I_{к.нач}$.

Приведенные характеристики подтверждают выводы, сделанные в [4, 8] о возможности линеаризации начального участка амплитудной характеристики полосовых усилителей мощности и дают наглядное представление об изменении ее формы при изменении базового смещения транзисторов усилителя, работающих в режиме с отсечкой.

2 Непосредственное сложение мощностей, отдаваемых несколькими транзисторами

Непосредственное сложение мощностей, отдаваемых несколькими транзисторами, используется, как правило, при построении широкополосных радиопередающих устройств [15–17]. Это схемы с параллельным, последовательно-параллельным и последовательным соединениями транзисторов.

2.1. Параллельное соединение транзисторов

Принципиальная схема усилительного каскада с параллельным соединением транзисторов приведена на рис. 2.1,а, эквивалентная схема по переменному току — на рис. 2.1,б [15]. При расчете цепей коррекции и согласования [4] каскада с таким соединением транзисторов их входные и выходные проводимости складываются.

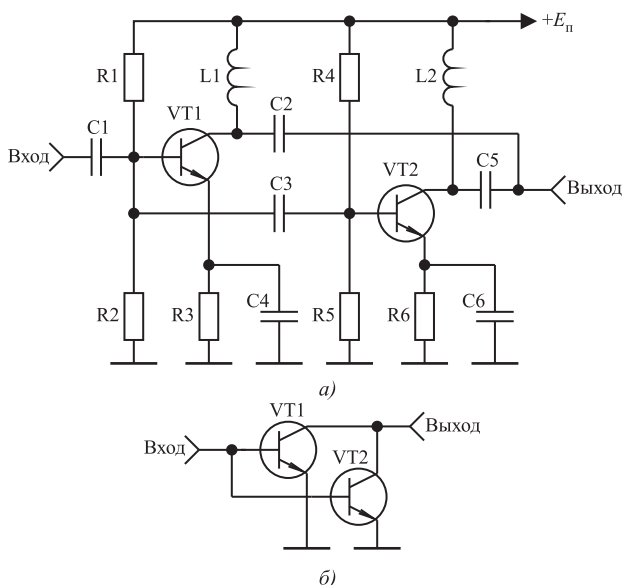


Рис. 2.1. Усилительный каскад с параллельным соединением транзисторов

Недостатками рассматриваемой схемы сложения мощностей являются необходимость тщательного подбора транзисторов для реализации одинаковых условий их работы и сложность разработки цепей коррекции для формирования результирующей амплитудно-частотной характеристики [15].

2.2. Последовательно-параллельное соединение транзисторов

Принципиальная схема усилительного каскада с последовательно-параллельным соединением транзисторов приведена на рис. 2.2, а, эквивалентная схема по переменному току — на рис. 2.2, б [16].

Благодаря совместному использованию параллельной отрицательной обратной связи по напряжению и последовательной отрицатель-

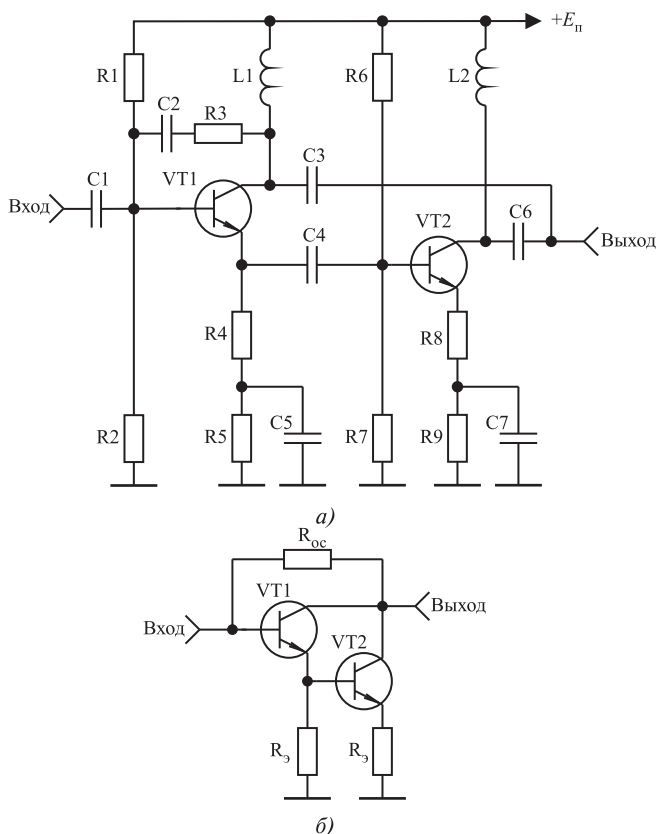


Рис. 2.2. Усилительный каскад с последовательно-параллельным соединением транзисторов

тельной обратной связи по току достигается стабилизация коэффициента усиления каскада, его входного и выходного сопротивлений. При выполнении равенств:

$$R_{\Gamma} = R_{\text{н}}; \quad R_{\text{э}} R_{\text{оc}} = R_{\text{н}}^2, \quad (2.1)$$

где R_{Γ} , $R_{\text{н}}$ — сопротивления генератора и нагрузки, 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 [18].

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

При выполнении условий (2.1) коэффициент усиления каскада K_0 и его верхняя граничная частота по уровню 0,7 $f_{\text{в}}$ описываются выражениями [19]:

$$K_0 = (R_{\text{оc}} - R_{\text{э}})/(R_{\text{н}} + R_{\text{э}}); \quad f_{\text{в}} = f_{\text{Т}} R_{\text{н}}/2R_{\text{оc}}, \quad (2.2)$$

где $f_{\text{Т}}$ — граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером используемых транзисторов.

Задаваясь значением K_0 , из (2.1) и (2.2) получим:

$$R_{\text{оc}} = \frac{R_{\text{н}}[K_0 + \sqrt{K_0^2 + 4(1 + K_0)}]}{2}; \quad R_{\text{э}} = \frac{R_{\text{н}}^2}{R_{\text{оc}}}. \quad (2.3)$$

В [19] показано, что при выполнении условий (2.1) ощущаемое сопротивление нагрузки транзистора каскада с комбинированной отрицательной обратной связью равно $R_{\text{н}}$. С учетом этого найдем, что максимальные значения амплитуды выходного напряжения $U_{\text{вых.т}}$ и мощности $P_{\text{вых.т}}$, отдаваемых каскадом (см. рис. 2.2) в нагрузку, составляют величины:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых.т}} &= U_{\text{тр.т}}(R_{\text{оc}} - R_{\text{э}})/(R_{\text{оc}} + R_{\text{н}}); \\ P_{\text{вых.т}} &= U_{\text{вых.т}}^2/2R_{\text{н}}, \end{aligned} \quad (2.4)$$

где $U_{\text{тр.т}}$ — 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 $U_{\text{кэ0}}$ в рабочих точках этих транзисторов могут быть рассчитаны по формулам:

$$\begin{aligned} I_{\text{к0}} &= \sqrt{P_{\text{к.д}} \xi / 2R_{\text{н}} \psi}; \\ U_{\text{кэ0}} &= \sqrt{2P_{\text{к.д}} R_{\text{н}} \psi / \xi}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

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

Учитывая (2.1) из (2.5), определим

$$U_{\text{тр.}m} = \sqrt{2P_{\text{к.д}}R_{\text{н}}\xi\psi}. \quad (2.6)$$

Пример 2.1. Рассчитать $I_{\text{ко}}$, $U_{\text{кэо}}$, $P_{\text{вых.}m}$, $f_{\text{в}}$, $R_{\text{ос}}$, $R_{\text{э}}$ каскада, приведенного на рис. 2.2,а, при использовании транзисторов КТ610А ($f_{\text{т}} = 1$ ГГц; $P_{\text{к.д}} = 1,5$ Вт; $\psi = 0,95$; $\xi = 0,9$ [10]) и условий: $R_{\text{г}} = R_{\text{н}} = 50$ Ом; $K_0 = 3$.

Решение. По известным $P_{\text{к.д}}$, $R_{\text{н}}$, ξ и ψ из (2.5) и (2.6) получим: $I_{\text{ко}} = 119$ мА; $U_{\text{кэо}} = 12,6$ В; $U_{\text{тр.}m} = 11,3$ В. Подставляя K_0 и $R_{\text{н}}$ в (2.3), найдем: $R_{\text{ос}} = 200$ Ом; $R_{\text{э}} = 12,5$ Ом. По (2.2) определим $f_{\text{в}} = 125$ МГц. Теперь по (2.4) рассчитаем: $U_{\text{вых.}m} = 8,5$ В, $P_{\text{вых.}m} = 0,72$ Вт.

В качестве примера использования рассматриваемой схемы на рис. 2.3 приведена принципиальная схема широкополосного усилителя, разработанного на основе совместного использования перекрестных обратных связей и каскада со сложением токов двух транзисторов [19].

В усилителе использованы транзисторы КТ996Б-2. Токи и напряжения в рабочих точках всех транзисторов выбраны равными: $I_{\text{ко}} = 0,1$ А; $U_{\text{кэо}} = 10$ В.

Технические характеристики усилителя:

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

Для равномерного сложения токов выходных транзисторов VT3 и VT4 в диапазоне рабочих частот, в цепь эмиттера транзистора VT4 включен конденсатор С10. Поэтому с ростом частоты растет КСВН усилителя по выходу, достигая четырех на верхней граничной частоте.

2.3. Последовательное соединение транзисторов

Принципиальная схема усилительного каскада с последовательным соединением транзисторов приведена на рис. 2.4,а, эквивалентная схема по переменному току — на рис. 2.4,б [17, 19].

Элементы схемы (рис. 2.4,а) С6 и R9 являются элементами цепи обратной связи транзистора VT4 и на рис. 2.4,б обозначены $C_{\text{ос}}$

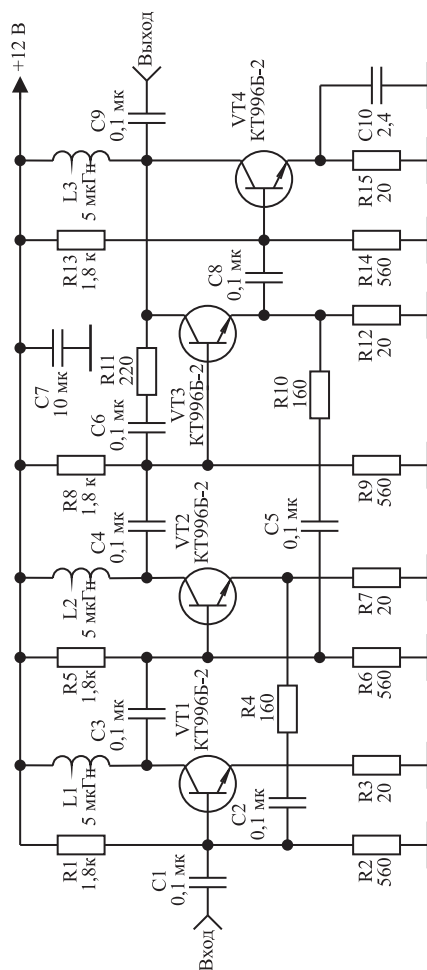


Рис. 2.3. Усилитель с выходным каскадом со сложением токов

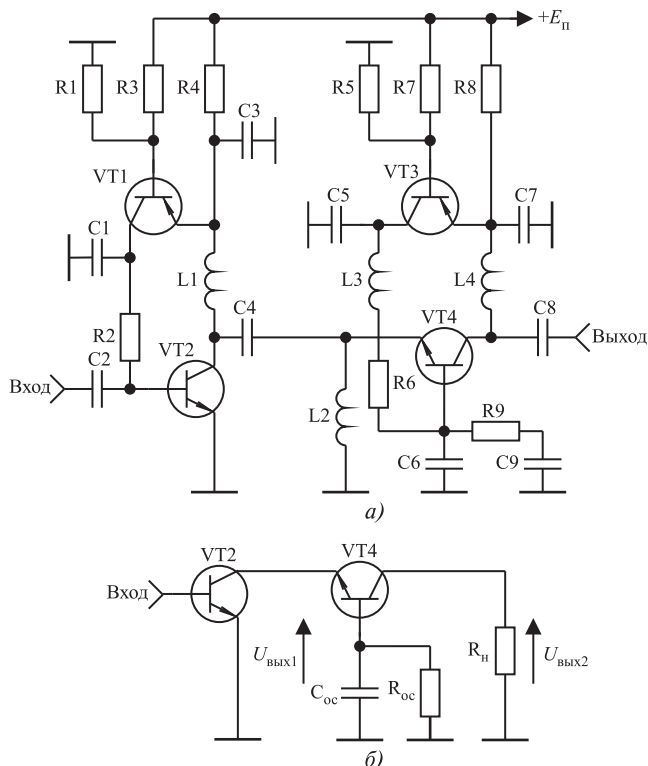


Рис. 2.4. Усилительный каскад с последовательным соединением транзисторов

и R_{oc} . Чаще всего транзисторы VT2 и VT4 выбираются 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

$$|K_u| = |U_{вых2}/U_{вых1}| = 2 \quad (2.7)$$

амплитуда выходного напряжения, отдаваемого транзистором VT4, равна амплитуде выходного напряжения транзистора VT2. Поэтому ощущаемое сопротивление нагрузки каждого из транзисторов равно половине сопротивления R_n . В литературе рассматриваемую схему часто называют каскадом со сложением напряжений [17], 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 осуществлено с использованием корректирующих цепей, описанных в [4, 20].

Коррекция искажений, вносимых транзистором VT4 в области верхних частот полосы пропускания схемы, осуществляется элементами R_{oc} и C_{oc} , которые рассчитываются по формулам [17]:

$$R_{oc} = \beta_o R_n / 2; \quad (2.8)$$

$$C_{oc} = C_k + \frac{C_{\varepsilon} r_{\varepsilon} \beta_o}{R_{oc}}, \quad (2.9)$$

Для получения максимальной выходной мощности при 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 следует рассчитывать по формулам:

$$I_{ко} = \sqrt{2P_{к.д}\xi/R_n\psi}; \quad (2.10)$$

$$U_{кэо} = \sqrt{P_{к.д}R_n\psi/2\xi}.$$

Из (2.10) определим:

$$U_{вых2} = \sqrt{2P_{к.д}R_n\xi\psi}; \quad (2.11)$$

$$P_{вых.m} = P_{к.д}\psi\xi.$$

В качестве примера использования рассматриваемой схемы на рис. 2.5 приведена принципиальная схема широкополосного усилителя, разработанного на основе совместного использования межкаскадных корректирующих цепей третьего порядка [4] и каскада со сложением напряжений.

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 и 0,4 А соответственно. Стабилизация токов покоя каскадов достигается благодаря применению активной коллекторной термостабилизации [6], 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 [4], где в качестве одного из элементов корректирующей цепи

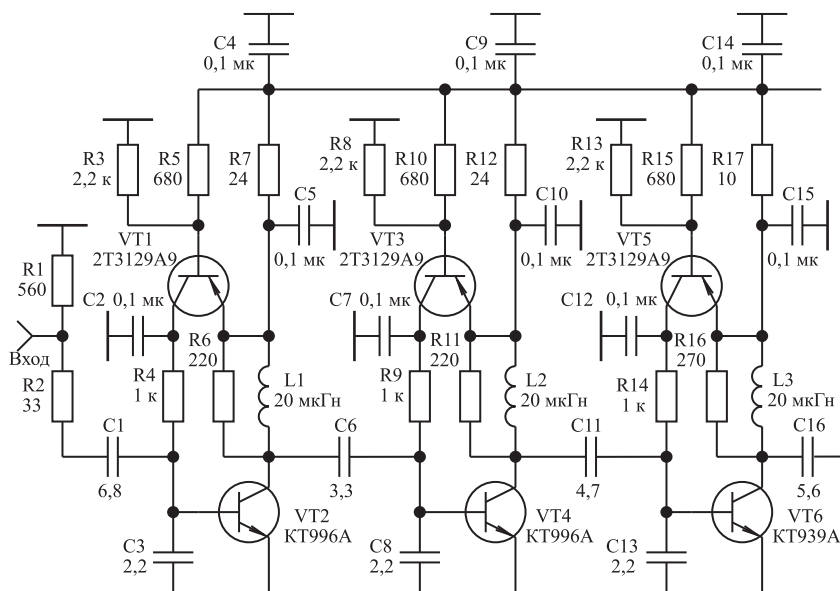


Рис. 2.5. Усилитель с выходным

используется реактивная составляющая входного импеданса транзистора.

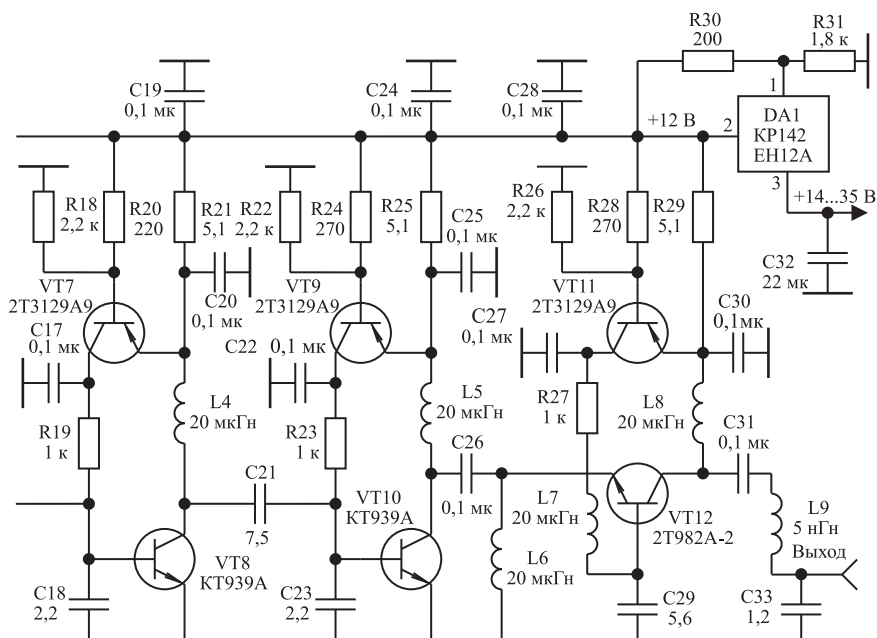
Выходной каскад выполнен по схеме со сложением напряжений и обеспечивает сложение в нагрузке сигнальных напряжений, отдаваемых транзисторами VT10 и VT12.

Изготовление и настройка усилителя состоят из следующих этапов. Печатная плата (рис. 2.6) размером 105×58 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм. Для удобства изготовления печатной платы на рис. 2.6 показана миллиметровая сетка.

На рис. 2.7 показано расположение элементов усилителя. Пунктирной линией показаны места металлизации торцов печатной платы, что необходимо для устранения паразитных резонансов и заземления нужных её участков.

На рис. 2.8 приведена фотография внешнего вида усилителя.

Все транзисторы усилителя крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Особо следует остановиться на креплении транзистора VT12. Транзистор 2T982A-2 предназначен для работы с заземленной базой. Однако в данном случае база оторвана от земли. Это достигается установкой между транзистором и кор-



каскадом со сложением напряжений

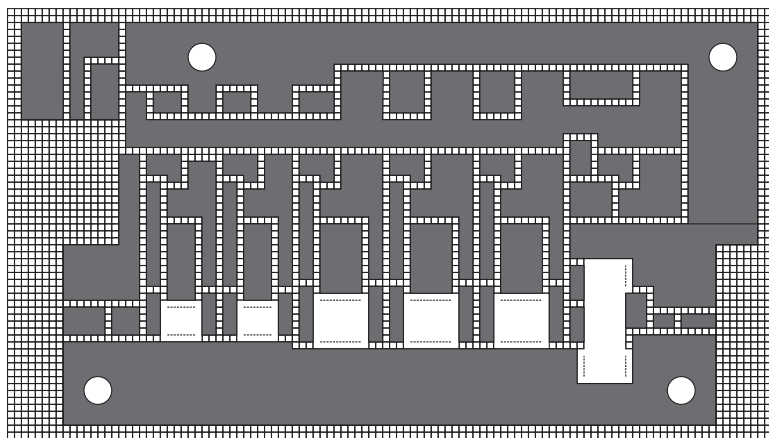


Рис. 2.6. Чертеж печатной платы усилителя

пусом усилителя керамической прокладки толщиной 1 мм, которая позволяет реализовать конденсатор C29, конструктивно образуемый корпусом усилителя и основанием транзистора. Крепление транзистора VT12 осуществляется с помощью винтов, на которые надеты изолирующие шайбы. Перед ввертыванием крепежных винтов под

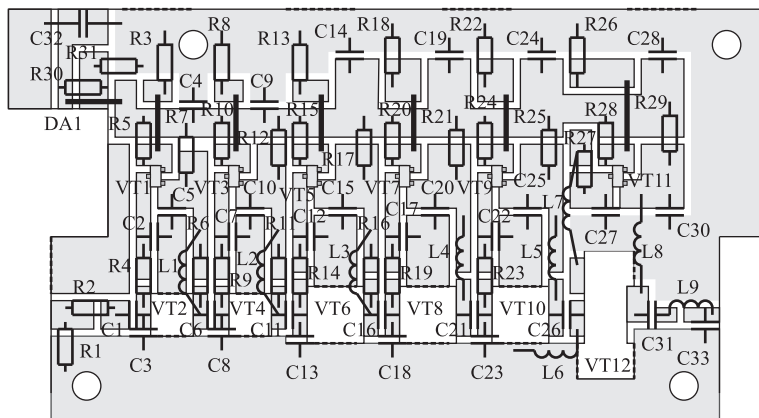


Рис. 2.7. Расположение элементов усилителя

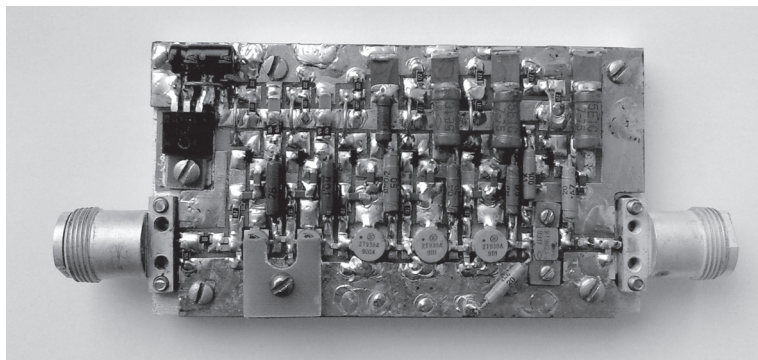


Рис. 2.8. Фотография усилителя

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 VT2 через разделительный конденсатор подключается резистор сопротивлением 50 Ом и подбором ёмкости конденсатора C1 достигается коэффициент передачи каскада в области нижних частот около 7 дБ. Далее подключается следующий каскад, и процесс настройки повторяется. В результате общий коэффициент передачи должен составить

около 45 дБ. Теперь подбором конденсаторов С3, С8, С13, С18, С23 достигается выравнивание амплитудно-частотной характеристики в области высоких частот.

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 максимальна, если коэффициент передачи по напряжению выходного каскада на транзисторе VT12 будет равен двум. Если это условие не выполняется, можно увеличить либо уменьшить толщину прокладки под транзистором. Для настройки усилителя на максимальную выходную мощность следует в небольших пределах поварьировать токами покоя последних трех его каскадов.

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот, МГц	40...1300
максимальный уровень выходной мощности, Вт, не менее ...	2
коэффициент усиления, дБ	43±2
сопротивление генератора и нагрузки, Ом	50
потребляемый ток, А	1,5
напряжение питания, В	14...35
габаритные размеры корпуса усилителя, мм	145×58×20

3 Устройства сложения мощностей, отдаваемых несколькими выходными каскадами

Устройства сложения мощностей, отдаваемых 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, трехдецибелные уравнивательные мосты (направленные ответвители с коэффициентом ответвления мощности 0,5).

3.1. Широкополосные сумматоры на ферритовых сердечниках

Схемные решения построения сумматоров на ферритовых сердечниках отличаются большим многообразием [21]. Наибольшее распространение, как наиболее простой и удобный в использовании, получил синфазный согласованно-развязанный сумматор, схема которого приведена на рис. 3.1. Сумматор предназначен для сложения мощности в диапазоне метровых и дециметровых волн двух однотипных широкополосных усилительных каскадов с выходной мощностью до нескольких сотен ватт [21].

Достоинствами сумматора является взаимная развязка входов, широкая полоса рабочих частот, возможность независимой настройки усилительных каскадов, мощности которых складываются, без их отключения от сумматора. Для согласования выходного сопро-

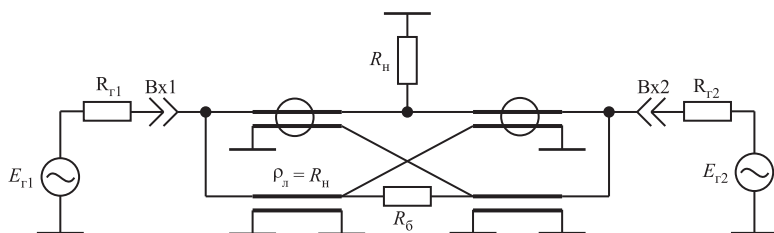


Рис. 3.1. Согласованно-развязанный сумматор

тивления сумматора с сопротивлением нагрузки волновые сопротивления отрезков линий передачи сумматора выбираются равными сопротивлению нагрузки ($\rho_{\text{л}} = R_{\text{н}}$). В этом случае входные сопротивления сумматора по обоим входам равны $R_{\text{н}}/2$. На балластном сопротивлении сумматора R_6 , равном $R_{\text{н}}$, выделяется разность сигналов, подаваемых на его входы. При настройке одного из усилительных каскадов и отключении второго мощность настраиваемого каскада распределяется поровну между $R_{\text{н}}$ и R_6 .

Окружностями на рис. 3.1 обозначены ферритовые кольца, на которые наматываются отрезки линий передачи. В качестве линий передачи могут быть использованы отрезки кабелей либо длинные линии, выполненные из двух либо четырех скрученных изолированных проводов. Методика изготовления длинных линий с заданным волновым сопротивлением из изолированных проводов описана в [22].

Согласно [21] при заданном значении нижней граничной частоты $f_{\text{н}}$ полосы пропускания разрабатываемого сумматора требуемое число витков длинных линий, наматываемых на его ферритовые сердечники, определяется выражением

$$n_{\text{в}} = \sqrt{\frac{10^9 R_{\text{н}} d}{64 \mu \pi f_{\text{н}} S}}, \quad (3.1)$$

где d — диаметр сердечника, см; μ — относительная магнитная проницаемость материала сердечника; S — площадь поперечного сечения сердечника, см²; $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки, Ом; $f_{\text{н}}$ — нижняя граничная частота, Гц.

Коэффициент перекрытия частотного диапазона трансформирующих и суммирующих устройств на ферритовых сердечниках и длинных линиях лежит в пределах $(2 \dots 8) \cdot 10^4$ [21]. Поэтому, приняв коэффициент перекрытия равным $5 \cdot 10^4$, верхняя граничная частота $f_{\text{в}}$ полосы пропускания сумматора может быть определена из соотношения

$$f_{\text{в}} = 5 \cdot 10^4 f_{\text{н}}. \quad (3.2)$$

При расчетах сумматора по соотношениям (3.1) и (3.2) следует учитывать, что реализация $f_{\text{в}}$ более 1 ГГц технически трудноосуществима из-за влияния паразитных параметров сумматора на его характеристики [2].

В качестве примера использования согласованно-развязанного сумматора на рис. 3.2 приведена функциональная схема широкополосного усилителя мощности с суммированием мощности двух канальных усилителей.

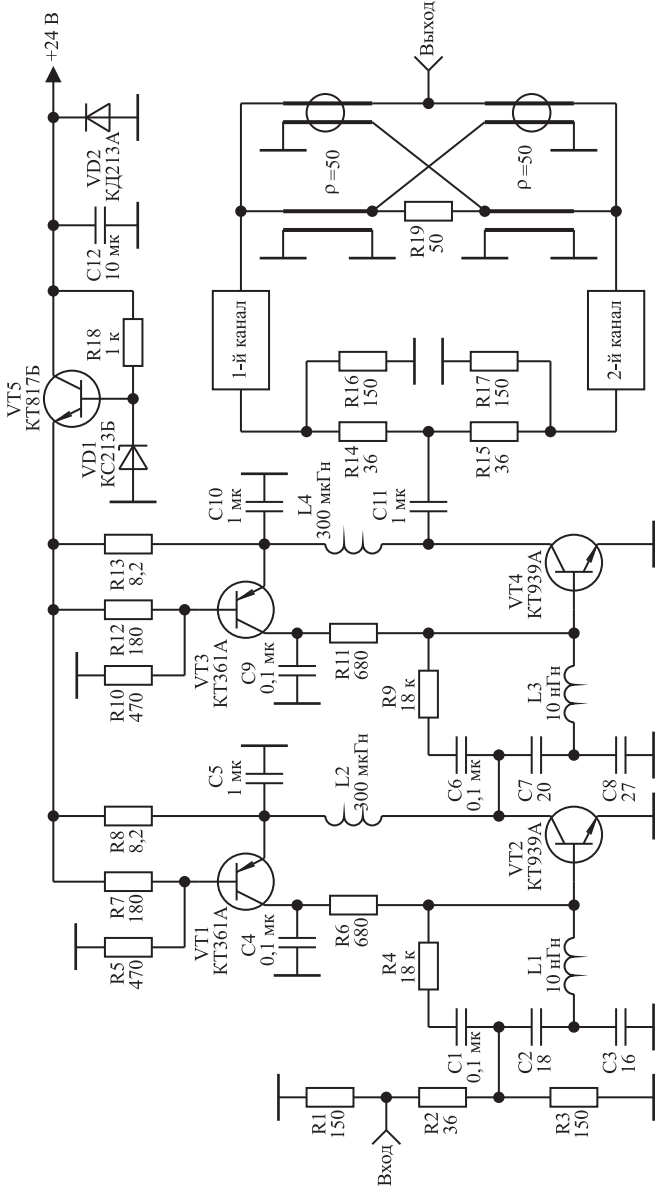


Рис. 3.2. Функциональная схема широкополосного усилителя мощности

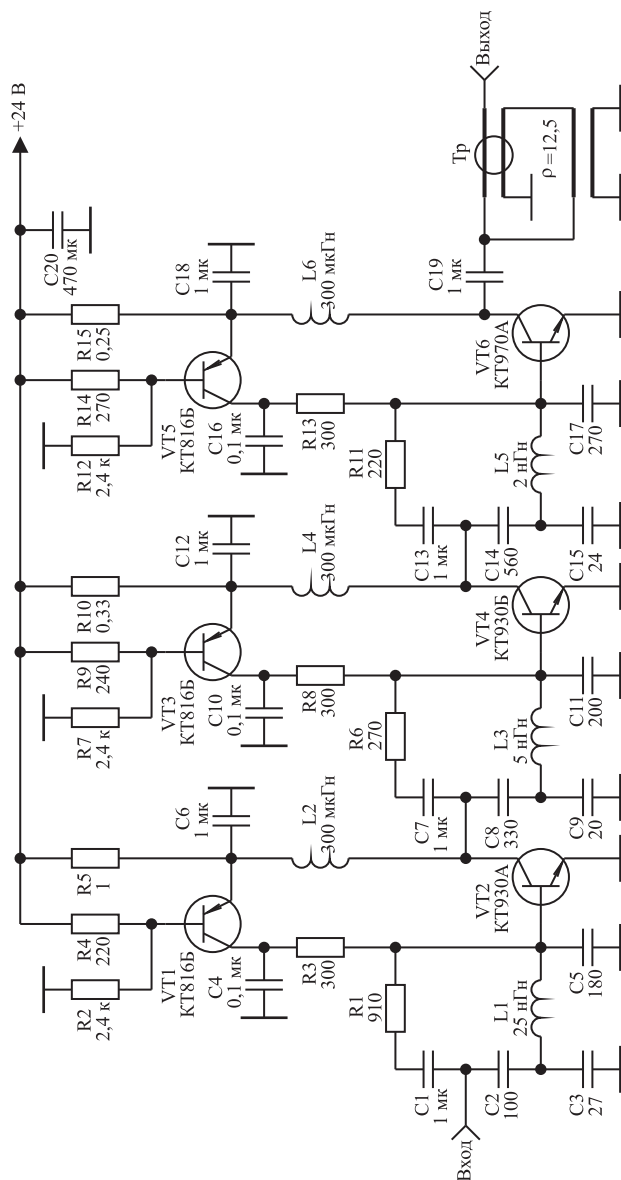


Рис. 3.3. Принципиальная схема канального усилителя

Усилитель содержит входные каскады на транзисторах VT2 и VT4, резистивный делитель мощности, два канальных усилителя (рис. 3.3), 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 29×12×6 и длинных линий с волновым сопротивлением 50 Ом, длиной 15 см. Линии изготовлены 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 29×12×6 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.

Канальные усилители с коэффициентом усиления 30 дБ и выходной мощностью 20 Вт выполнены с использованием четырехполюсных реактивных КЦ третьего и пятого порядка, методика расчета которых приведена в [24].

В широкополосном усилителе мощности использована активная коллекторная стабилизация токов покоя транзисторов усилителя. Канальные усилители настраиваются покаскадно, начиная с первого каскада. Методика настройки усилителя не отличается от методики настройки усилителя, описанного в разделе 2.3.

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот, МГц	0,15...230
коэффициент усиления, дБ	45±2
выходная мощность, Вт, не менее	35
сопротивление генератора и нагрузки, Ом	50
напряжение питания, В	24
потребляемый ток, А	16
габаритные размеры корпуса усилителя, мм	260×190×35

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

Сумматоры на четвертьволновых коаксиальных отрезках линий передачи используются при построении двухтактных полосовых усилителей мощности метрового и дециметрового диапазона с

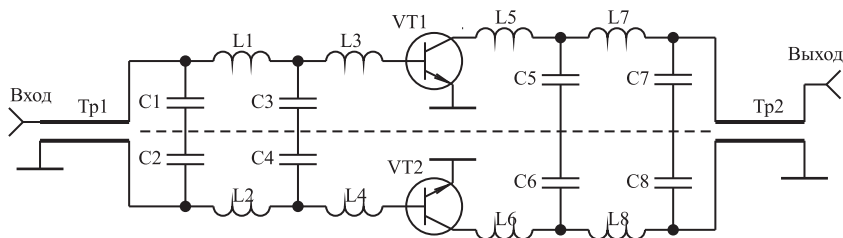


Рис. 3.4. Эквивалентная схема двухтактного усилительного каскада

полосой пропускания до 15...20 % [2]. Основным достоинством двухтактных каскадов является подавление четных гармонических составляющих в спектре выходного сигнала на 20...40 дБ.

Эквивалентная схема по переменному току полосового двухтактного усилительного каскада с использованием делителя и сумматора на четвертьволновых коаксиальных отрезках линий передачи приведена на рис. 3.4 [2]. При условии $R_T = R_H$ и выборе четвертьволновых коаксиальных отрезков линий передачи делителя и сумматора с волновым сопротивлением равным R_H их входные и выходные сопротивления оказываются также равными R_H .

На рис. 3.4 делитель на входе обозначен Tr1 и предназначен для противофазного возбуждения транзисторов VT1 и VT2. Усиленные противофазные сигналы суммируются сумматором Tr2. При двухтактном включении транзисторов потенциал средней точки, показанной на рис. 3.4 пунктирной линией, равен нулю, что соответствует условию виртуальной земли [2]. Это позволяет использовать известные методы расчета цепей коррекции и согласования для расчета аналогичных цепей двухтактного каскада.

Элементы C1, L1, C3, L3 на схеме рис. 3.4 образуют известную схему корректирующей цепи, выполненной в виде фильтра нижних частот [13, 25]. Методика ее расчета приведена в [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 C5, L5, C7, L7 на схеме рис. 3.4 образуют известную схему согласующего трансформатора импедансов [2], методика расчета которого приведена в [4]. Оптимальные сопротивления нагрузок транзисторов VT1 и VT2 и максимальное значение выходной мощности, которую отдает каждый из этих транзисторов,

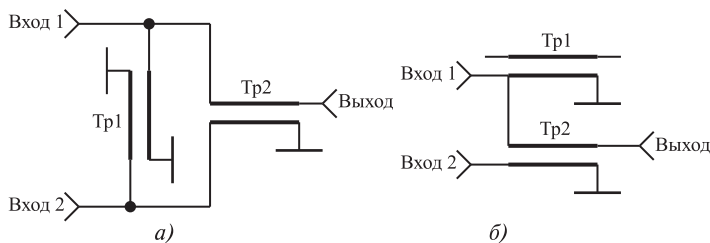


Рис. 3.5. Сумматоры на четвертьволновых отрезках линий передачи

рассчитываются по формулам (1.9) и (1.10). 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 четвертьволновых коаксиальных отрезках линий передачи, используемые в схеме на рис. 3.4, имеют различные частотные характеристики инвертирующего и неинвертирующего выходов, что приводит к потерям выходной мощности, составляющим 5...10 % [2]. Поэтому в диапазоне дециметровых волн для выравнивания указанных характеристик обычно используются модифицированные схемные решения построения рассматриваемых устройств, приведенные на рис. 3.5, а и б [21].

3.3. Кольцевые схемы сложения

Кольцевые схемы сложения применяются для синфазного суммирования мощностей двух выходных каскадов усиления, в том числе и двухтактных, и позволяют создавать усилители с полосой пропускания 20...30 % [2, 26]. Наибольшее распространение получили кольцевые схемы, выполненные в виде гибридного кольца (рис. 3.6), модифицированного гибридного кольца (рис. 3.7) и укороченного гибридного кольца (рис. 3.8 и 3.9).

Во всех кольцевых схемах в случае подачи сигнала на третий вход на первом и втором входах выделяются равные по амплитуде синфазные сигналы, т. е. 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 амплитуде, то сигнал на четвертом входе равен нулю. В схеме укороченного гибридного кольца в этом случае отсутствует сигнальный ток в балластном сопротивлении R_6 .

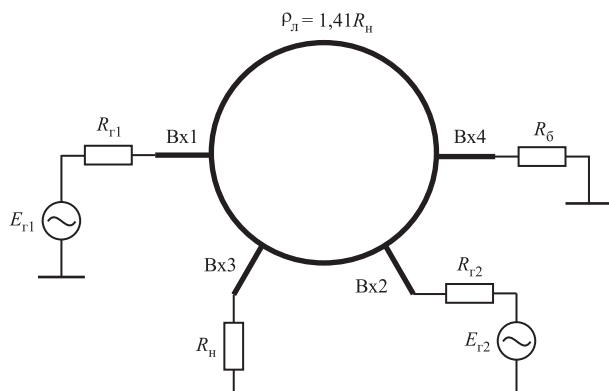


Рис. 3.6. Гибридное кольцо

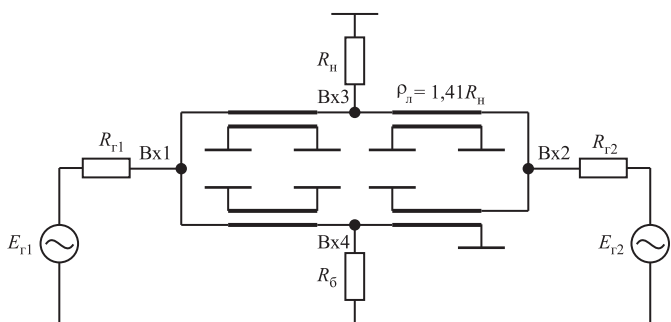


Рис. 3.7. Модифицированное гибридное кольцо

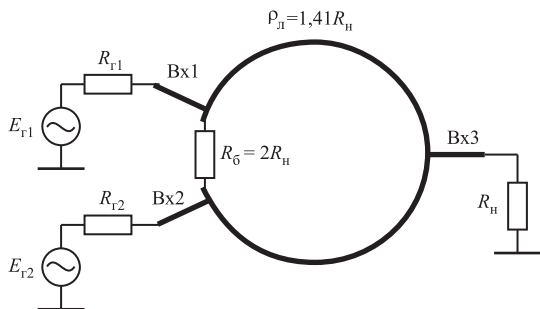


Рис. 3.8. Укороченное гибридное кольцо

Гибридное кольцо (рис. 3.6) реализуется, как правило, на плосковых линиях передачи с волновым сопротивлением $1,41 R_H$ [27]. 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_{cp} полосы пропускания разрабатываемого уси-

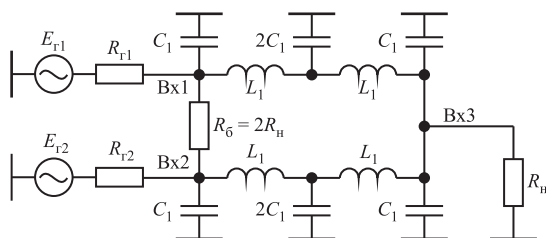


Рис. 3.9. Укороченное гибридное кольцо на сосредоточенных элементах

лителя. Волновые сопротивления присоединяемых к кольцу линий передачи должны быть равны R_n . В этом случае входные сопротивления всех входов гибридного кольца равны R_n .

Модифицированное гибридное кольцо (рис. 3.7) реализуется на коаксиальных отрезках линий передачи с волновыми сопротивлениями $1,41R_n$ и длиной каждого отрезка $\lambda/4$ [26]. Входные сопротивления всех входов модифицированного гибридного кольца равны R_n .

Укороченное гибридное кольцо может быть реализовано на плосковых линиях передачи (рис. 3.8) [27] с волновыми сопротивлениями $1,41R_n$ и длиной каждого отрезка линий передачи $\lambda/4$ либо на элементах с сосредоточенными параметрами (рис. 3.9) [28]. Входные сопротивления всех входов укороченного гибридного кольца равны R_n . При изготовлении укороченного гибридного кольца на элементах с сосредоточенными параметрами значения этих элементов рассчитываются по формулам [28]:

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{1,41R_n \sin 45^\circ}{2\pi f_{cp}}; \\ C_1 &= \frac{\operatorname{tg}(45^\circ/2)}{1,41R_n 2\pi f_{cp}}. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Все кольцевые схемы сложения мощности равноценны по техническим параметрам, однако в последнее время предпочтение отдается укороченному гибриднему кольцу, обладающему меньшими габаритами [26, 27].

В качестве примера использования кольцевых схем сложения на рис. 3.10 приведена функциональная схема полосового усилителя мощности, предназначенного для работы в составе передатчика УКВ ЧМ вещания, с суммированием мощностей двух канальных усилителей. На рис. 3.11 приведена принципиальная схема канальных усилителей, на рис. 3.12 — чертеж печатной платы усилителя, на рис. 3.13 — печатная плата с расположением элементов, на рис. 3.14 — фотография внешнего вида усилителя.

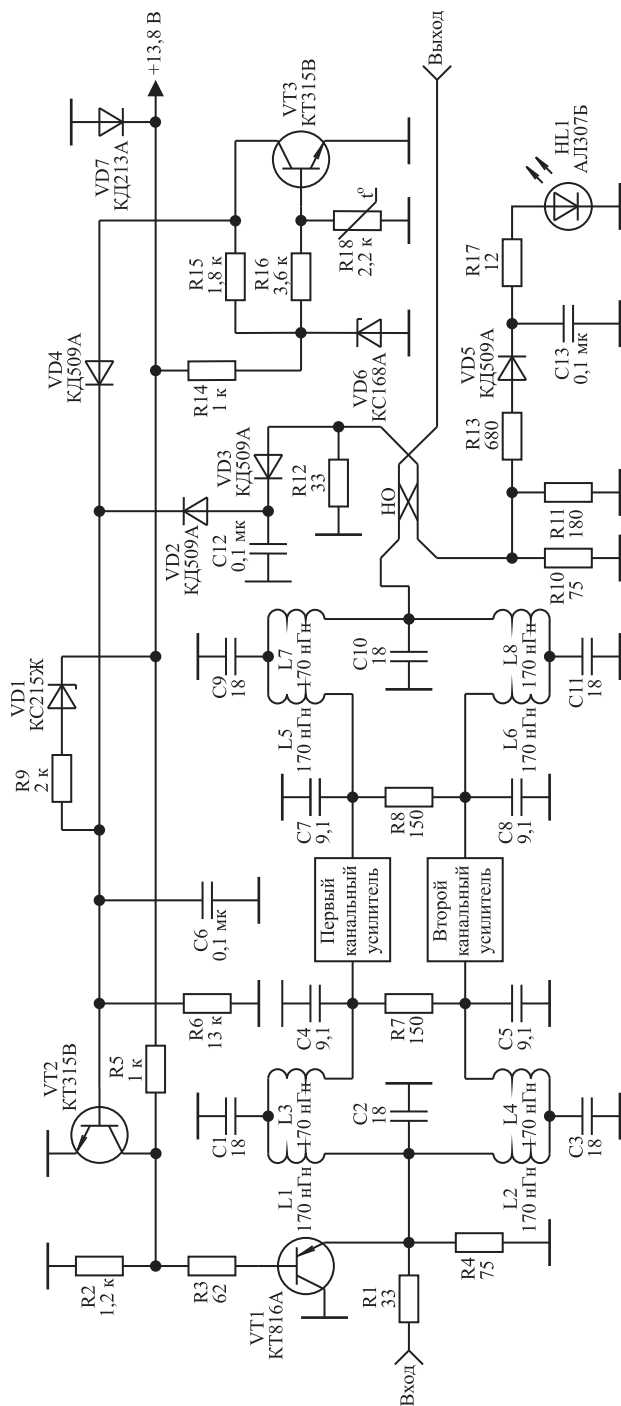


Рис. 3.10. Функциональная схема полосового усилителя мощности

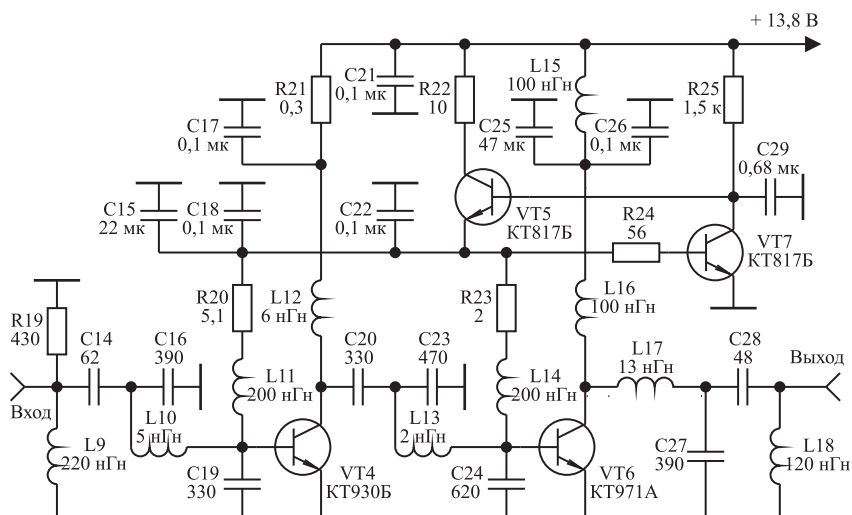


Рис. 3.11. Принципиальная схема каналов усилителей

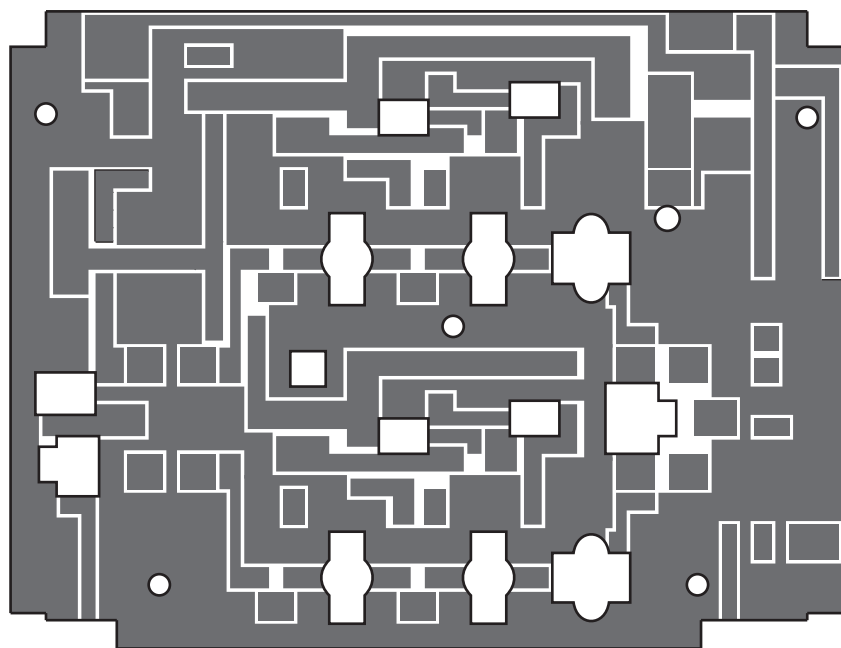


Рис. 3.12. Чертеж печатной платы усилителя

Полосовой усилитель мощности содержит два идентичных канальных усилителя (см. рис. 3.11); кольцевые делитель и сумматор

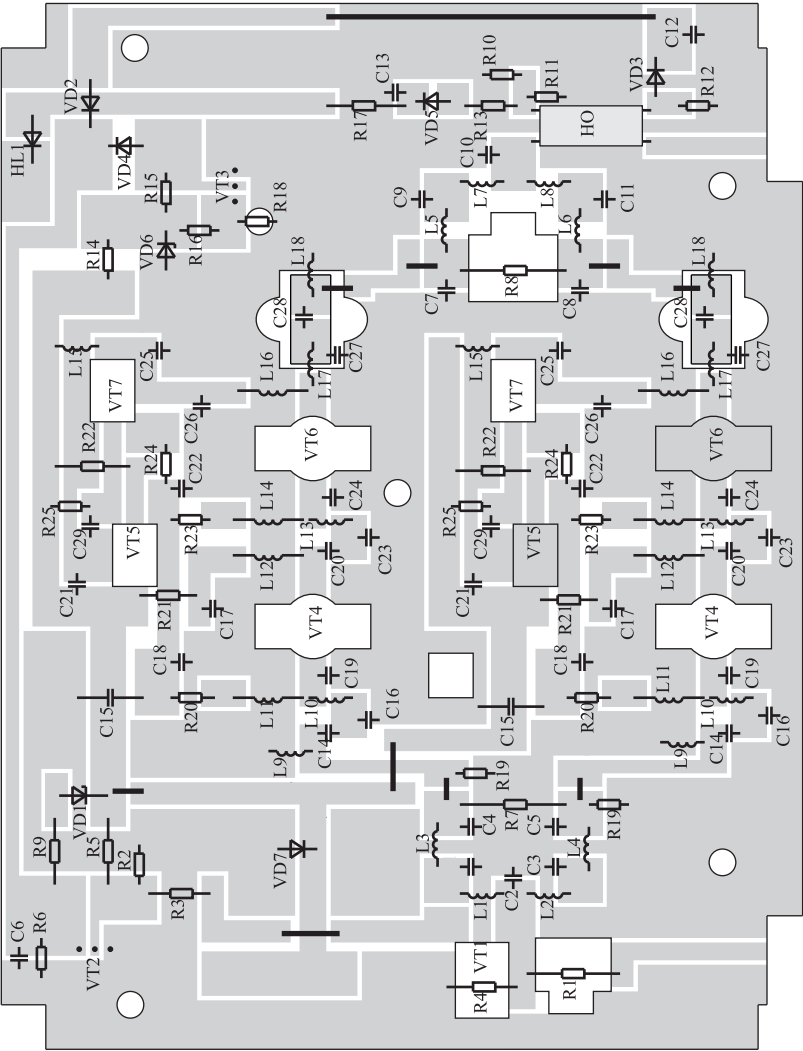


Рис. 3.13. Расположение элементов усилителя

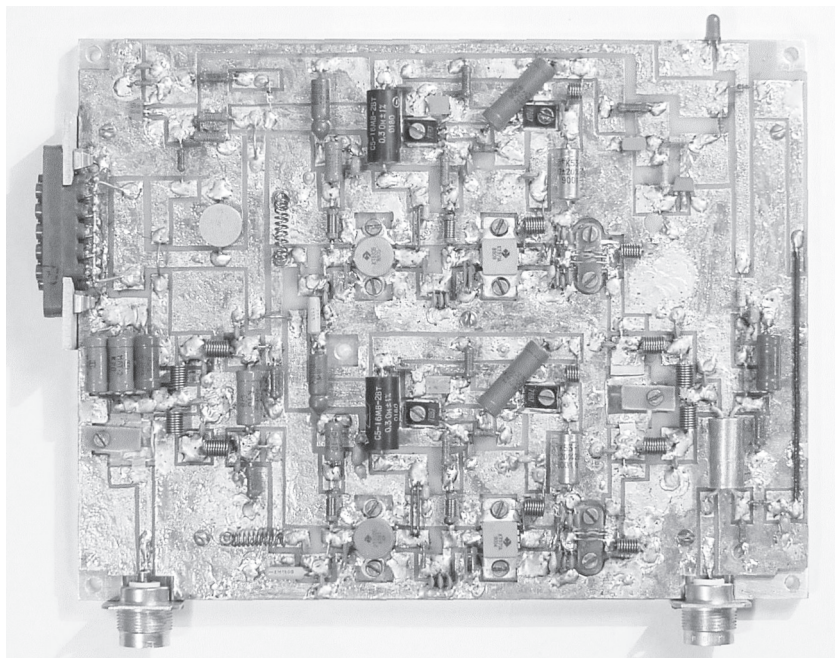


Рис. 3.14. Фотография полосового усилителя мощности

мощности, выполненные в виде укороченного гибридного кольца на сосредоточенных элементах; 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 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 полосового усилителя мощности включен делитель напряжения на резисторах R1 и R4, обеспечивающий согласование входа усилителя с сопротивлением генератора при срабатывании любой из защит.

Для защиты усилителя от перегрузки по входу на выходе делителя установлен биполярный транзистор VT1, играющий роль самоуправляемого ограничителя входных сигналов [29]. 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. Постоянное напряжение на базе транзистора VT1 устанавливается приблизительно равным половине амплитуды номинального значения входного высокочастотного напряжения.

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 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 НО, при работе усилителя на стандартную нагрузку достигается подбором номинала резистора R11. Направленный ответвитель выполнен из двух проводов марки МГТФ 1×0,35 длиной 10 см, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор, который помещается 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.

Защита от превышения напряжением питания номинального значения выполнена на стабилитроне VD1 и приводит к падению выходной мощности усилителя при питающем напряжении более 15,5 В. Диод VD7 установлен для защиты транзисторов усилителя 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 мощностей 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 рассчитываются по формулам (3.3).

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_n и верхней f_v частотах полосы пропускания усилителя подбором конденсатора C16 устанавливается максимально возможный коэффициент усиления каскада на частоте f_v . Далее индуктивность L9 изменяется так, чтобы на частоте f_n коэффициент усиления каскада также стал максимально возможным. Если окажется, что на частоте f_n коэффициент усиления больше, чем на частоте f_v , следует уменьшить емкость 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 [4]. В этом случае ощущаемые сопротивления нагрузки транзисторов выходных каскадов равны около 2,5 Ом, что позволяет получить от них максимальную мощность.

Печатная плата размером 235×180 мм (см. рис. 3.12) изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 3 мм. Транзисторы VT1, VT4–VT7 крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Однако между транзисторами VT5, VT7 и основанием следует устанавливать керамические либо слюдяные прокладки и перед настройкой усилителя с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами VT5, VT7 и общей шиной.

Резисторы усилителя R1 и R8 напылены на керамические подложки и прижимаются к основанию с использованием теплопроводной пасты. Один из выводов элементов L17, C27, L18 трансформатора

торов импедансов припаивается к металлизированным площадкам керамических подложек, имеющих размер 19×9 мм. У конденсатора 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.

Печатная плата усилителя разработана из условия возможности его настройки на любой из поддиапазонов с f_{cp} , лежащей в пределах 20...450 МГц, и с полосой пропускания $\Delta f = f_v - f_n = 5...30$ МГц. При настройке усилителя на f_{cp} более 100 МГц в качестве транзистора 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 усилителя на требуемую рабочую частоту производится по формулам:

$$L'_i = 70L_i / f_{cp} \text{ [МГц]}; \quad C'_i = 70C_i / f_{cp} \text{ [МГц]},$$

где f_{cp} [МГц] — требуемая частота f_{cp} в мегагерцах.

Необходимая длина каждого из проводов направленного ответвителя, без учета выводов, выбирается равной четверти длины волны усиливаемого сигнала на частоте f_{cp} .

Выходная мощность усилителя 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.

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот, МГц	66...73
выходная мощность, Вт, не менее	140
коэффициент усиления, дБ	12±1
сопротивление генератора и нагрузки, Ом	75
напряжение питания, В	13,8
потребляемый ток в режиме молчания, А	0,06
максимальное значение потребляемого тока, А	27
габаритные размеры кассеты усилителя, мм	235×180×40

3.4. Трехдецибелльные уравнильные мосты

Трехдецибелльными уравнильными мостами называют направленные ответвители (НО) с коэффициентом ответвления мощности 0,5 [2]. Конструктивно трехдецибелльные уравнильные мосты выполняются в виде двух связанных линий передачи. Схема моста приведена на рис. 3.15.

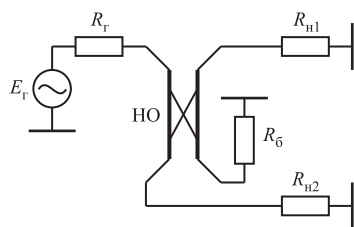


Рис. 3.15. Трехдецибелльный уравнильный мост

При выборе длины действующей части связанных линий $\lambda/4$ и выполнении условий $R_r = R_{n1} = R_{n2} = R_6 = W_\phi$, где W_ϕ — волновое сопротивление фидера, подключаемого к мосту, модули напряжений на нагрузках R_{n1} и R_{n2} оказываются равными.

При этом напряжение на R_{n2} отстает по фазе на $\pi/2$ от напряжения на R_{n1} в виду того, что длина связанных линий равна $\lambda/4$. На балластное сопротивление в этом случае энергия не поступает.

Перечисленные свойства трехдецибелльных уравнильных мостов используются для сложения мощности двух каскадов усиления по схеме, называемой квадратурным каскадом [30]. Функциональная схема квадратурного каскада приведена на рис. 3.16, где УМ₁ и УМ₂ — 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 [2, 30].

Традиционное изготовление трехдецибелльных уравнильных мостов в виде связанных полосковых линий передачи имеет существенный недостаток, заключающийся в необходимости реализации жестких технологических допусков. Например, для однозвенного трехдецибелльного уравнильного моста необходим зазор между полосками около 10 мкм [27]. Кроме того, в диапазоне метровых волн габаритные размеры трехдецибелльных уравнильных мостов оказываются недопустимо большими.

Указанные недостатки устраняются при использовании методики изготовления трехдецибелльных уравнильных мостов, описанной в [14, 31]. В соответствии с этой методикой трехдецибелльные

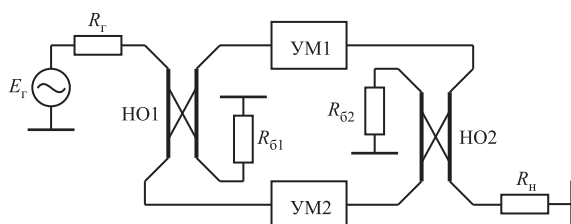


Рис. 3.16. Функциональная схема квадратурного каскада

уравнительные мосты выполняются из двух изолированных проводов марки МГТФ $1 \times 0,5$, 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 несущей изображения первого телевизионного канала 49,75 МГц, не превышают в диаметре 2 см при длине 4,5 см [32, 33].

Требуемая длина каждого из двух проводов изготавливаемого трехдецибельного уравнительного моста может быть рассчитана по эмпирической формуле [32]

$$d [\text{м}] = 70 / f_{\text{ц}} [\text{МГц}], \quad (3.4)$$

где $f_{\text{ц}}$ — центральная рабочая частота направленного ответвителя, МГц; d — длина проводов направленного ответвителя, м.

4 Использование корректоров амплитудных характеристик полосовых усилителей мощности

Жесткие требования, предъявляемые к линейности амплитудной характеристики усилителей мощности современных радиотехнических систем, объясняют малый коэффициент использования транзисторов усилителей по мощности, достигающий в лучшем случае 25...30 % [2]. Например, высокие требования к линейности усилительного тракта предъявляются при усилении телевизионных, однополосных, многочастотных, амплитудно-модулированных радиосигналов [34]. В этой ситуации повышение выходной мощности усилителя, ограниченной линейной областью амплитудной характеристики, может быть достигнуто схемотехническими методами.

Методы повышения линейности полосовых усилителей мощности основаны на оптимизации базового смещения транзисторов усилителя, работающих в режиме с отсечкой коллекторного тока [13], использовании предискажений входного сигнала [35] и схем адаптивной компенсации [36]. Однако схемы адаптивной компенсации сложны в реализации, поскольку содержат в своем составе такие элементы, как синхронный детектор, направленные ответвители, линии задержки, управляемый аттенюатор, сумматор, усилитель искажений [36]. Поэтому, например, в усилителях телевизионных передатчиков эти схемы не находят применения [2].

4.1. Свойства биполярного транзистора с закрытыми переходами

Для реализации метода предискажений входного сигнала применяются корректоры, в качестве основного элемента которых может быть использована нелинейная емкость коллектор-эмиттер $C_{кэ}$ закрытого биполярного транзистора [37].

Экспериментальные исследования зависимости емкости $C_{кэ}$ ряда биполярных транзисторов от напряжений коллектор-эмиттер $U_{кэ}$ и база-эмиттер $U_{бэ}$ на переходах этих транзисторов показали следующее [38]. В транзисторе с закрытыми переходами емкость $C_{кэ}$

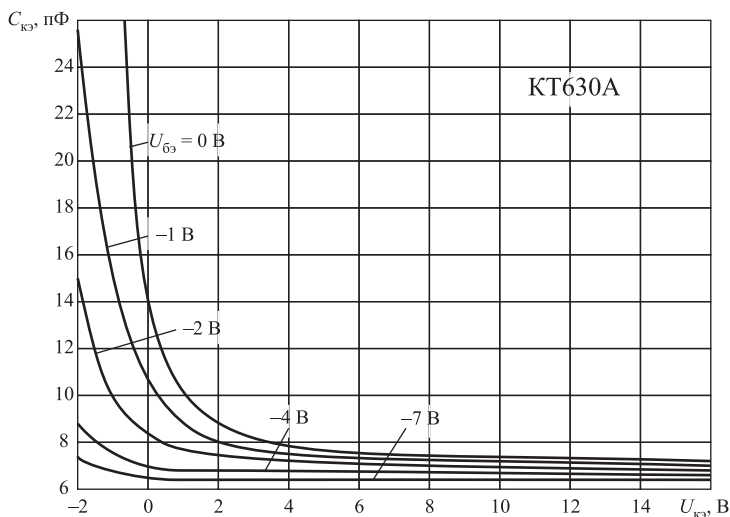


Рис. 4.1. Режимные зависимости емкости коллектор-эмиттер закрытого биполярного транзистора

практически не зависит от напряжения $U_{кэ}$, если это напряжение больше или равно двум вольтам ($U_{кэ0} = 2$ В). В случае дальнейшего уменьшения напряжения $U_{кэ}$ емкость $C_{кэ}$ плавно нарастает. Скорость нарастания емкости $C_{кэ}$ при этом зависит от напряжения $U_{бэ}$ и увеличивается с уменьшением указанного напряжения. На рис. 4.1 для примера приведены режимные зависимости емкости $C_{кэ}$ закрытого транзистора КТ630А, поясняющие вышесказанное.

Указанные свойства биполярного транзистора с закрытыми переходами были использованы при разработке полосового усилителя мощности с коррекцией амплитудной характеристики. Принципиальная схема усилителя, в котором одновременно использовались два метода повышения линейности амплитудной характеристики полосовых усилителей мощности: оптимизация базового смещения транзисторов, работающих с отсечкой, и использование корректора на маломощном биполярном транзисторе, приведена на рис. 4.2.

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.

В качестве корректирующего элемента корректора использована управляемая нелинейная емкость коллектор-эмиттер $C_{кэ}$ закрытого низкочастотного транзистора VT1. Для реализации макси-

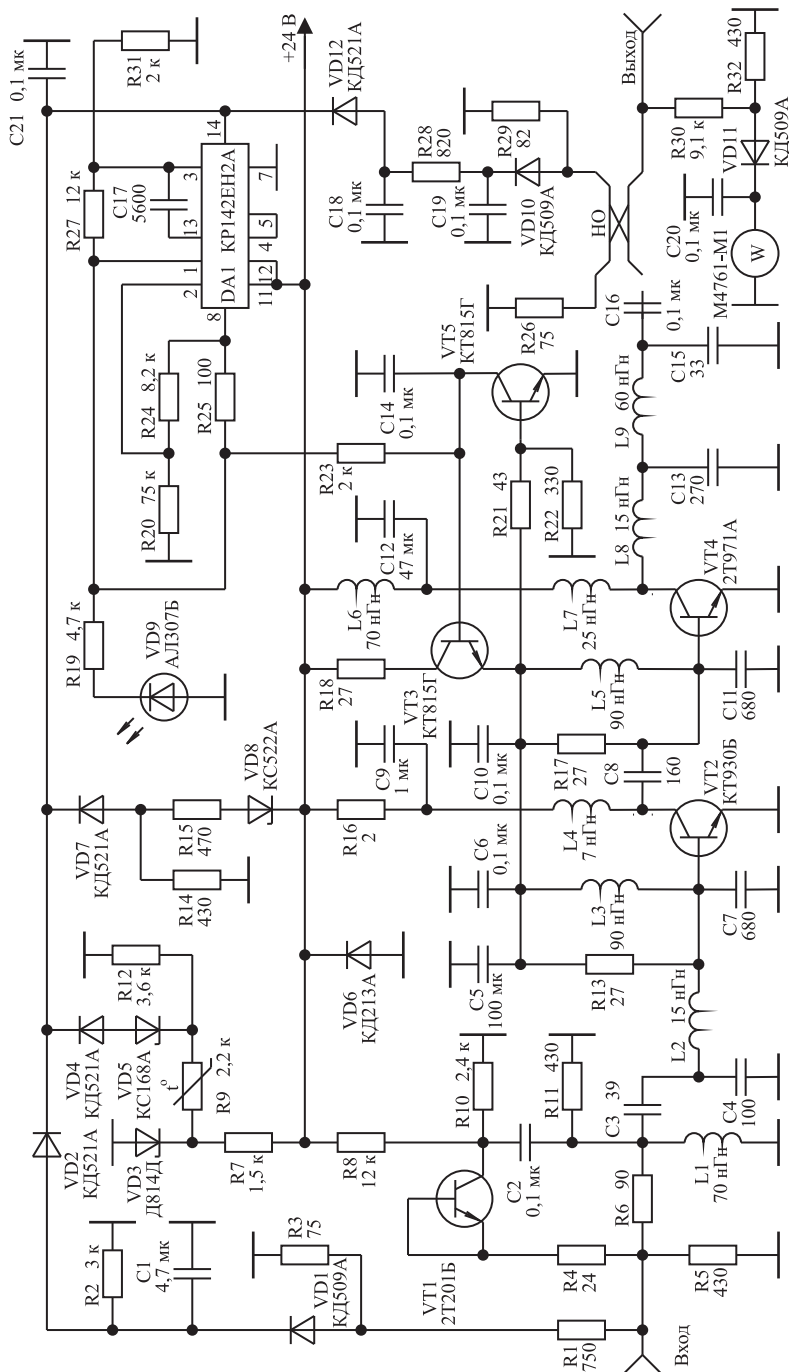


Рис. 4.2. Принципиальная схема полосового усилителя мощности с корректором амплитудной характеристики

мальной скорости нарастания емкости $C_{кэ}$ при уменьшении $U_{кэ}$ база и эмиттер транзистора VT1 (рис. 4.2) соединены вместе, т. е. реализовано условие $U_{бэ} = 0$. Работа корректора основана на увеличении коэффициента его передачи при увеличении среднего значения емкости $C_{кэ}$ за период высокочастотного колебания. Напряжение $U_{кэ}$ транзистора VT1 устанавливается с помощью делителя на резисторах R8 и R10. Резистор R11 обеспечивает линеаризацию скорости нарастания коэффициента передачи корректора с увеличением емкости $C_{кэ}$.

При условии, что амплитуда сигнала подаваемого на вход корректора меньше или равна $U_{вх.к} = U_{кэ} - U_{кэ0}$, сигнал на выходе корректора оказывается пропорциональным входному воздействию. Дальнейшее увеличение сигнала, подаваемого на вход корректора, приводит к увеличению среднего за период значения емкости $C_{кэ}$ и соответствующему увеличению коэффициента передачи корректора. Таким образом, изменением напряжения $U_{кэ}$ можно регулировать величину линейного участка амплитудной характеристики корректора.

Оба усилительных каскада на транзисторах VT2 и VT4 работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизатором напряжения базового смещения (см. раздел 1.2), выполненного на транзисторах VT3 и VT5. Требуемый угол отсечки транзисторов VT2 и VT4 устанавливается подбором номинала резистора R22, стоящего в цепи базы транзистора VT5 и обеспечивающего линеаризацию начального участка амплитудной характеристики усилителя. При отсутствии резистора R22 коллекторные токи каждого из транзисторов VT2 и VT4 составляют 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 полосового усилителя. 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 коэффициент усиления полосового усилителя. В случае дальнейшего увеличения сигнала защиты напряжение базового смещения уменьшается

до нуля, и коэффициент усиления полосового усилителя становится равным 2...5 дБ.

В усилителе использованы полосовые межкаскадные корректирующие цепи четвертого и пятого порядков [39], 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 [11]. Поэтому на выходе усилителя включен трансформатор импедансов с коэффициентом трансформации 1:25, выполненный в виде фильтра нижних частот четвертого порядка [40] и состоящий из элементов L8, C13, L9, C15.

Для сохранения работоспособности усилителя при подаче на его вход сигналов с большой амплитудой в нем установлен детектор на диоде VD1, выходное напряжение которого пропорционально уровню входного воздействия. При превышении входным сигналом определенного значения выпрямленное детектором напряжение, попадая на ножку управления микросхемы DA1, приводит к уменьшению коэффициента усиления полосового усилителя мощности. 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 (НО). Это напряжение детектируется детектором на диоде VD10 и, попадая на ножку управления микросхемы DA1, приводит к уменьшению коэффициента усиления усилителя. 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 3.4). 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. Описание работы используемых схем защиты и методика их настройки приведены в [41]. Диод VD6 установлен для

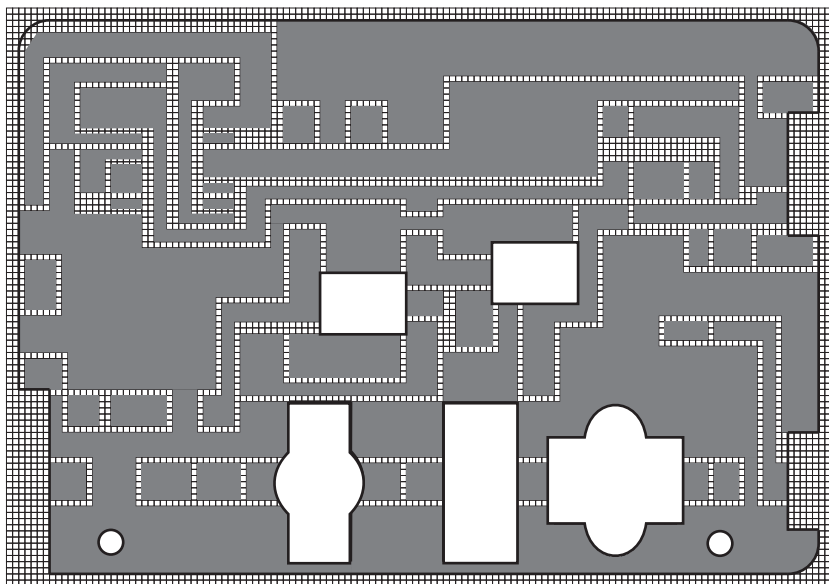


Рис. 4.3. Чертеж печатной платы полосового усилителя мощности

защиты транзисторов усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

Изготовление и настройка полосового усилителя мощности состоят из следующих этапов. Печатная плата (рис. 4.3) размером 130×90 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм. Для удобства изготовления печатной платы на рис. 4.3 показана миллиметровая сетка.

На рис. 4.4 показано расположение элементов усилителя. Пунктирной линией показаны места металлизации торцов печатной платы, что необходимо для устранения паразитных резонансов и заземления нужных её участков. На рис. 4.5 приведена фотография внешнего вида полосового усилителя мощности.

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 слюдяную прокладку и перед настройкой усилителя с помощью тестера необходимо убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами транзисторов VT3, VT5 и земляной шиной.

Один из выводов элементов L8, C13, C15 трансформатора импедансов припаивается к металлизированным площадкам керамичес-

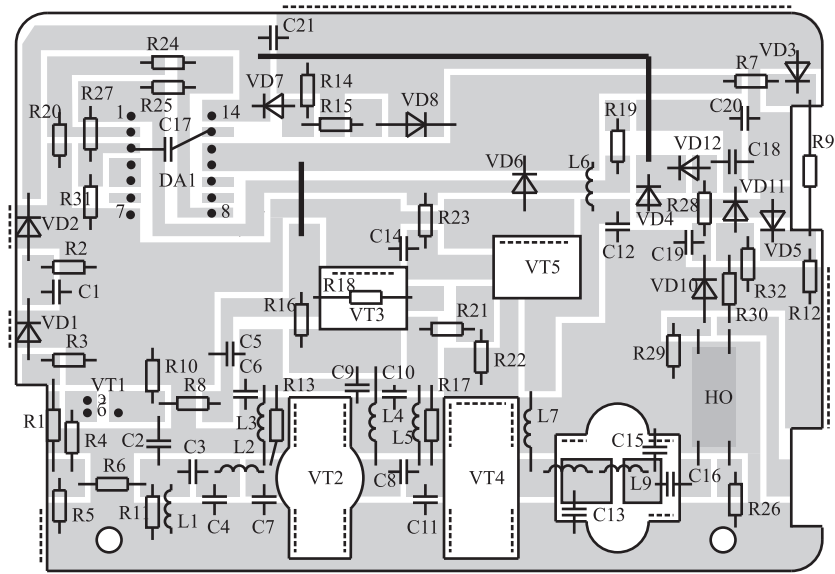


Рис. 4.4. Расположение элементов полосового усилителя мощности

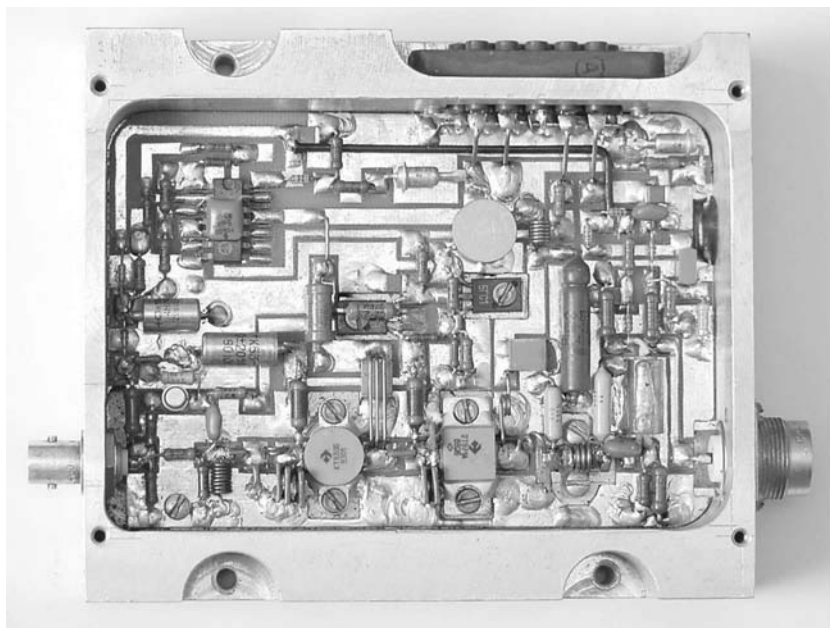


Рис. 4.5. Фотография полосового усилителя мощности

кой подложки размером 19×9 мм. У индуктивности L9 оба вывода припаиваются к металлизированным площадкам подложки. Подложка, как видно на фотографии (рис. 4.3), 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.

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_n и верхней f_v частотах полосы пропускания усилителя подбором конденсатора C4 устанавливается максимально возможный коэффициент усиления каскада на частоте f_v . Далее индуктивность L1 изменяется так, чтобы на частоте f_n коэффициент усиления каскада также стал максимально возможным. Если окажется, что на частоте f_n коэффициент усиления больше, чем на частоте f_v , следует уменьшить емкость конденсатора C3 и заново найти оптимальное значение индуктивности L1.

После настройки входного каскада к нему подключается выходной каскад, в котором предварительно вместо индуктивности L6 впаявается 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 полосового усилителя мощности, проводимого 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. В случае его самовозбуждения следует параллельно индуктивностям L3 и L5 подключить резисторы, сопротивление которых выбирается равным 24...30 Ом. Это приводит к некоторому уменьшению коэффициента передачи усилителя, однако значительно повышает надежность его работы. На фотографии (см. рис. 4.5) видны индуктивности L3 и L5, намотанные на резисторы сопротивлением 27 Ом и номинальной мощностью 0,5 ватта. 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 значениями 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 $U_{\text{вх.к}}$, соответствующее выходному напряжению в точке компрессии [42] коэффициента передачи усилителя без использования корректора, и напряжение на коллекторе транзистора VT1 устанавливается равным $U_{\text{кэ}} = (U_{\text{вх.к}} + U_{\text{кэ0}}) / K_{\text{кор}}$, где $K_{\text{кор}}$ — коэффициент передачи корректора, который равен 0,1...0,3 и измеряется при $U_{\text{кэ}}$ транзистора VT1 равном 4...10 В. Изменением номинала резистора R4 осуществляется линейаризация 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 R_1 должно приводить к резкому падению выходной мощности полосового усилителя мощности при неизменном уровне входного воздействия.

При работе на стандартную нагрузку 75 Ом и уровне выходного сигнала 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 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 вольт, 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.

4.2. Характеристики полосового усилителя мощности с корректором

Результаты экспериментальных исследований амплитудных характеристик усилителя без использования и с использованием корректора приведены на рис. 4.6, где $E_{г.эф}$ — эффективное значение амплитуды ЭДС источника сигнала; $U_{вых.эф}$ — эффективное значение амплитуды первой гармоники сигнала в нагрузке; КР и KP_k — точки компрессии коэффициента передачи усилителя без использования и с использованием корректора соответственно. Кривая 1 на рис. 4.6 соответствует амплитудной характеристике усилителя без корректора, кривая 2 — амплитудная характеристика усилителя с корректором, прямая 3 — идеальная амплитудная характеристика усилителя.

Характеристики получены при условии оптимального выбора базового смещения транзисторов VT2 и VT4 полосового усилителя мощности (см. рис. 4.2), обеспечивающего линеаризацию начального участка амплитудной характеристики и устанавливаемого с помощью соответствующего выбора сопротивления резистора R22 (см. раздел 1.2). При отключении корректора коэффициент усиления тракта возрастает на 10...15 дБ. Поэтому на рис. 4.6 для удобства сравнения линейности амплитудных характеристик усилителя при различных режимах его работы по оси абсцисс отложена величина $E_{г.эф}/2$ для случая работы усилителя без корректора и величина $E_{г.эф.к}/2$ для случая работы усилителя с корректором.

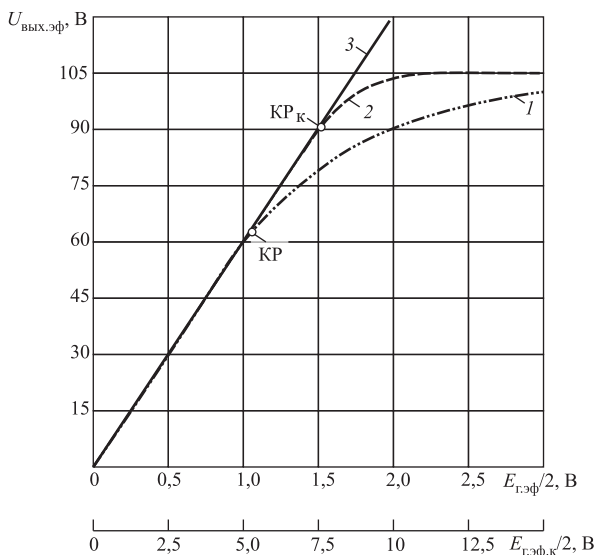


Рис. 4.6. Амплитудные характеристики полосового усилителя мощности

Как следует из приведенных зависимостей, использование корректора позволяет практически в два раза увеличить выходную мощность усилителя, ограниченную точкой компрессии его коэффициента передачи.

На рис. 4.7 приведены результаты измерения интермодуляционных искажений третьего порядка на выходе полосового усилителя мощности для двух случаев: при условии равенства амплитуд сигналов двухчастотного входного воздействия; при возбуждении усилителя двухчастотным входным воздействием с отношением мощностей сигналов 1:10. Частоты сигналов на входе были выбраны равными частотам радиосигнала изображения и радиосигнала звукового сопровождения пятого канала телевидения [30].

По оси абсцисс на рис. 4.7 отложена мощность входного сигнала, соответствующего частоте радиосигнала изображения, выраженная в децибелах относительно ватта, по оси ординат отложена выходная мощность, также выраженная в децибелах относительно ватта [42, 43]. При этом приняты следующие обозначения: $P_{\text{вх}}$ — мощность на входе усилителя без корректора; $P_{\text{вх.к}}$ — 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 кор-

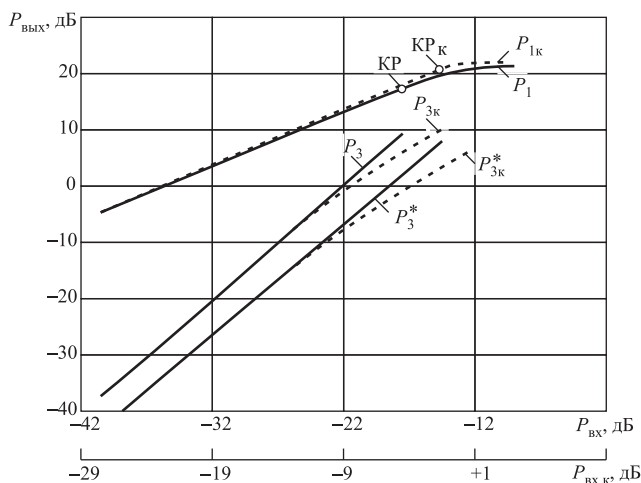


Рис. 4.7. Зависимости мощности первой гармоники и мощности интермодуляционной составляющей третьего порядка выходного сигнала усилителя от мощности входного сигнала

ректора, 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. 4.7, позволяет сделать следующие выводы. При равных выходных мощностях, 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 мощностях, соответствующих точкам компрессии коэффициентов передачи, интермодуляционные искажения третьего порядка в усилителе с корректором и в усилителе без корректора примерно равны.

Технические характеристики усилителя:

максимальный уровень выходной мощности, Вт 150
 рабочий диапазон частот, МГц 90...100
 неравномерность амплитудно-частотной характеристики, дБ $\pm 0,25$

уровень выходной мощности, ограниченный сжатием синхроимпульсов телевизионного радиосигнала изображения на 2 %, Вт, не менее	120
коэффициент усиления, дБ	22
сопротивление генератора и нагрузки, Ом	75
напряжение питания, В	24
максимальное значение потребляемого тока, А	16
габаритные размеры кассеты усилителя, мм	140×120×35
усилитель сохраняет работоспособность при внезапном длительном отключении или коротком замыкании нагрузки;	
при эксплуатации устанавливается на радиатор с использованием принудительной вентиляции.	

Таким образом, использование корректора позволяет практически в два раза увеличить выходную мощность усилителя, соответствующую линейной области его работы, при неизменном уровне интермодуляционных составляющих третьего порядка в спектре выходного сигнала.

5 Повышение выходной мощности ТВ передатчиков

В телевизионных передатчиках с выходной мощностью более 1 кВт используется раздельное усиление радиосигналов изображения и звукового сопровождения с последующим их сложением в антенне с применением диплексеров на трехдецибелльных уравнительных мостах [2] (рис. 5.1). Здесь НО1 и НО2 — первый и второй направленные ответвители (трехдецибелльные уравнительные мосты), R_6 — балластное сопротивление, А — антенна телевизионного передатчика, $P_{из}$ и $P_{зв}$ — мощности радиосигналов изображения и звукового сопровождения, подаваемые на соответствующие входы диплексера, C и L — емкости и индуктивности режекторных фильтров, настроенных на среднюю частоту радиосигнала звукового сопровождения.

Физика работы диплексера заключается в следующем. Радиосигнал звукового сопровождения попадая на НО1 делится поровну между выходами 3 и 4, достигая режекторных фильтров, отражается от них и складывается в фазе на выходе 2. Радиосигнал изображения делится поровну между выходами 5 и 6 НО2, достигает НО1, складывается на нем и попадает в антенну. Так как добротность ре-

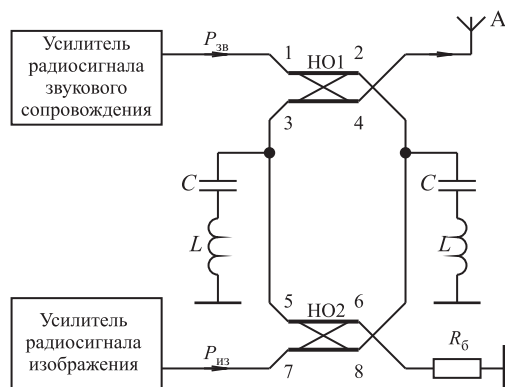


Рис. 5.1. Диплексер на трехдецибелльных уравнительных мостах

жекторных фильтров конечна, часть мощности сигнала изображения поглощается этими фильтрами. По этой же причине часть мощности сигнала звукового сопровождения уходит в балластное сопротивление. Из физики работы следует, что режекторные фильтры должны быть настроены на частоту радиосигнала звукового сопровождения.

Использование диплексера обусловлено необходимостью выполнения требований ГОСТ [44], в соответствии с которым уровень любого побочного (внеполосного) радиоизлучения телевизионных передатчиков с выходной мощностью более 25 Вт должен быть не менее чем на -60 дБ ниже пиковой мощности радиосигнала в синхроимпульсе. Развязка между входом радиосигнала изображения и входом радиосигнала звукового сопровождения диплексера достигает $25...30$ дБ [14], что препятствует образованию интермодуляционных искажений и появлению внеполосных излучений.

В ТВ передатчиках с выходной мощностью менее 1 кВт раздельное усиление не используется, что обусловлено большими размерами и стоимостью применяемых в настоящее время диплексеров.

Однако совместному усилению присущи три основных недостатка [2]. 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 $20...25$ % [13, 45]. В этом случае интермодуляционные помехи на выходе передатчиков соответствуют уровню $-35...-25$ дБ [45]. Для уменьшения уровня внеполосного излучения до -60 дБ применяются полосовые фильтры, поглощающие $15...20$ % выходной мощности передатчика [2].

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

В [31] для уменьшения габаритных размеров направленных ответвителей предложено выполнять их связанные линии в виде спи-

ралей, 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 0,7...0,8 дБ. К недостаткам такого построения направленных ответвителей следует отнести невозможность заземления экрана вдоль всей его длины и трудность настройки коэффициента ответвления мощности на заданное значение, которая достигается изменением длины продольной щели трубки экрана.

Указанные недостатки отсутствуют в модифицированном направленном ответвителе, описанном в [14, 33]. Направленный ответвитель 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 ответвления мощности.

Как показано в [4, 33], реализация раздельного усиления позволяет увеличить коэффициент использования транзисторов усилителя ТВ передатчика в 2...3 раза. Кроме того, в этом случае отпадает необходимость использования полосовых фильтров. Исходя из выше сказанного, можно сделать вывод о целесообразности применения малогабаритных диплексеров в усилителях ТВ передатчиков как метрового, так и дециметрового диапазона волн.

В связи с переходом на цифровое телевизионное вещание актуальность использования малогабаритных диплексеров в телевидении уменьшается. Однако задача работы двух независимых передатчиков на одну антенну остается актуальной и осуществляется различными способами [2, 21, 27]. Наиболее просто эта задача решается с использованием малогабаритных диплексеров на трехдецибельных уравнительных мостах.

С целью обоснованного решения о целесообразности использования диплексера для работы двух независимых передатчиков на одну антенну рассмотрим влияние расстройки между частотами радиосигналов передатчиков на потери мощности в диплексере, обусловленные низкой добротностью режекторных фильтров.

Потери в режекторных фильтрах обусловлены тангенсом угла потерь конденсаторов и активной составляющей сопротивления катушек индуктивности [46]. Поэтому для изготовления режекторных фильтров были выбраны конденсаторы с воздушным диэлектриком и катушки индуктивности, выполненные из залуженного медного провода. В результате экспериментальных исследований установлено, что добротность режекторных фильтров, выполненных на указанных элементах как в метровом, так и в дециметровом диапазоне волн оказывается не хуже чем 380...420 [32].

Используя формулы из [32] и полагая добротность режекторных фильтров равной 400, определим зависимость необходимой относительной расстройки между частотами радиосигналов передатчиков от заданных допустимых относительных потерь мощности передатчиков в диплексере и требуемые нормированные значения элементов режекторных фильтров:

$$\Omega_0 = \frac{1}{800\sqrt{\Delta P}} \sqrt{\frac{1 - \Delta P}{(1 - \sqrt{1 - \Delta P})^2}} - 1; \quad (5.1)$$

$$L_n = 200 \left(\frac{1}{\sqrt{1 - \Delta P}} - 1 \right); \quad C_n = 1/L_n, \quad (5.2)$$

где $\Omega_0 = \Delta\omega/\omega_0$ — относительная расстройка между частотами радиосигналов передатчиков; $\Delta\omega$ — абсолютная расстройка; ω_0 — резонансная частота режекторных фильтров; ΔP — относительные потери выходной мощности радиосигналов первого и второго передатчиков, обусловленные использованием диплексера; L_n, C_n — нормированные относительно волнового сопротивления антенно-фидерного тракта R_A и ω_0 значения элементов режекторных фильтров.

Из соотношения (5.1) и результатов экспериментальных исследований рассматриваемого диплексера следует, что при относительной расстройке двух передатчиков 7 % потери мощности в диплексере не превышают 10 %, а при расстройке 20 % составляют около 5 %. Реальные потери мощности в известных устройствах сложения составляют примерно 5...10 % [2, 27]. С учетом этого можно рекомендовать применение малогабаритного диплексера для сложения мощности двух передатчиков, если относительная расстройка между частотами сигналов передатчиков больше 5...20 %.

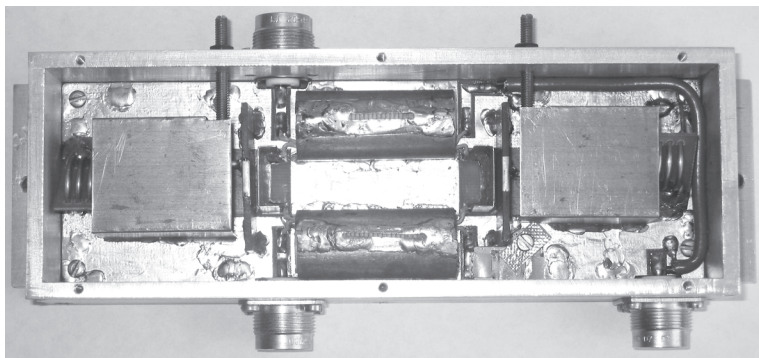


Рис. 5.2. Пример конструктивной реализации малогабаритного диплексера

Для примера на рис. 5.2 приведена фотография диплексера 5-го канала телевидения. Методика изготовления и настройки, рассматриваемых диплексеров с учетом требований ГОСТ [44], подробно описана в [33].

Обкладки конденсаторов режекторных фильтров диплексера, подключаемые к выходам направленных ответвителей, изготовлены из латунной фольги толщиной 0,5 мм. Обкладки конденсаторов режекторных фильтров диплексера, подключаемые к катушкам индуктивности, изготовлены в виде тонких пленок, напыленных на двухмиллиметровые керамические подложки. Использование вместо керамики стеклотекстолитовых пластин приводит к их выгоранию из-за больших напряжений на конденсаторах режекторных фильтров, поскольку эти напряжения в величину добротности превышают напряжения, приложенные к режекторным фильтрам. Индуктивности режекторных фильтров изготовлены из залуженного медного провода диаметром 1,8 мм и экранированы для исключения влияния крышки диплексера на его характеристики. Точная подстройка режекторных фильтров на заданную частоту осуществляется с помощью заземленных металлических штырей, которые видны на фотографии и вводятся в области соединения конденсаторов и индуктивностей фильтров.

Настройка диплексера заключается в следующем. Вначале регулировкой длины продольной щели металлических экранов НО1 и НО2 добиваются того, чтобы коэффициент ответвления мощности каждого из направленных ответвителей был равен 0,5. При заданной абсолютной расстройке $\Delta\omega$ относительная расстройка Ω_0 будет больше при выборе резонансной частоты режекторных фильтров равной меньшей из частот передатчиков. Поэтому в качестве пер-

вого передатчика выбирается передатчик с меньшей частотой радиосигнала (на рис. 4.8 это усилитель радиосигнала звукового сопровождения), и режекторные фильтры настраиваются на указанную частоту. После этого измеряются потери мощности по каждому из входов диплексера.

Если требуется уменьшить потери мощности первого передатчика, следует увеличить емкости конденсаторов режекторных фильтров и уменьшить номинал катушек индуктивности, и наоборот. Затем измеряется развязка между входами диплексера, которая должна быть не менее 25...30 дБ. С помощью изменения в небольших пределах длины продольной щели металлических экранов НО1 и НО2 можно дополнительно увеличить развязку на 5...10 дБ. Это необходимо для уменьшения уровня интермодуляционных составляющих в спектре сигнала излучаемого антенной.

Для примера осуществим проектирование диплексера при условиях: волновое сопротивление антенно-фидерного тракта $R_A = 50$ Ом; частота радиосигнала первого передатчика $f_1 = 151$ МГц, частота радиосигнала второго передатчика $f_2 = 169$ МГц.

При настройке режекторных фильтров на частоту f_1 относительная расстройка $\Omega_0 = (f_2 - f_1)/f_1 = 0,12$. Из (5.1) получим, что указанному значению Ω_0 соответствуют относительные потери мощности передатчиков в диплексере $\Delta P = 0,073$. Используя (5.2), найдем: $L_n = 7,726$; $C_n = 0,129$. Денормируя полученные значения элементов диплексера, определим: $C = C_n/(R_A 2\pi f_1) = 2,73$ пФ; $L = L_n R_A/(2\pi f_1) = 407$ нГн. Для изготовления направленных ответвителей может быть использован провод марки МГТФ 1×0,5. Требуемая длина каждого из двух проводов изготавливаемого направленного ответвителя может быть рассчитана по формуле (3.4). В нашем случае $f_{\text{ц}} = (f_1 + f_2)/2 = 160$ МГц и требуемая длина каждого из двух проводов $d = 0,44$ м.

6 Использование автоматической регулировки потребляемого тока

В широкополосных усилителях мощности метрового и дециметрового диапазона традиционным является использование транзисторов в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой (ФРТ) [42, 47]. Однако при работе транзистора в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой он недоиспользуется по мощности на 30...40 % [48]. Повышение выходной мощности, отдаваемой транзисторами, возможно благодаря введению автоматической регулировки потребляемого тока (АРТ) [48, 49]. Средний КПД широкополосного усилителя мощности при работе его транзисторов в режиме с фиксированной рабочей точкой и при усилении сигналов различной амплитуды составляет 3...10 % [50]. Использование автоматической регулировки потребляемого тока позволяет повысить средний КПД широкополосного усилителя мощности благодаря уменьшению потребляемой мощности при его работе в режиме усиления слабых сигналов [49, 51]. Кроме того, применение автоматической регулировки потребляемого тока позволяет повысить линейность амплитудной характеристики усилителя и уменьшить величину амплитудно-фазовой конверсии [52, 53].

6.1. Сравнение каскадов с фиксированной рабочей точкой и с автоматической регулировкой потребляемого тока

На рис. 6.1 приведена функциональная схема усилителя с автоматической регулировкой потребляемого тока [49], а на рис. 6.2 — принципиальная схема одного из вариантов ее реализации.

Усилитель (см. рис. 6.2) имеет следующие линейные характеристики: коэффициент усиления 13,5 дБ; полоса пропускания 1...600 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики $\pm 0,5$ дБ; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом.

На рис. 6.3 приведены эпюры изменений напряжений и токов транзистора в каскаде с автоматической регулировкой потребляемо-

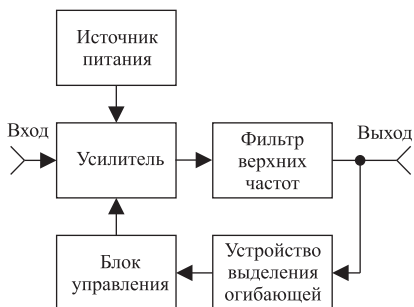


Рис. 6.1. Функциональная схема усилителя с автоматической регулировкой потребляемого тока

ительными каскадами усилителя. Фильтр верхних частот необходим для исключения возможности попадания сигнала с частотой управления в нагрузку.

При работе усилительного каскада в режиме с фиксированной рабочей точкой для получения в нагрузке максимальной выходной мощности ток коллектора $I_{ко}$ и напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэо}$ в точке покоя могут быть найдены из соотношений [48]:

$$\begin{aligned} U_{кэо} &= \sqrt{P_{к.д} \Psi R_n / \xi}; \\ I_{ко} &= \sqrt{P_{к.д} \xi / (\Psi R_n)}, \end{aligned} \quad (6.1)$$

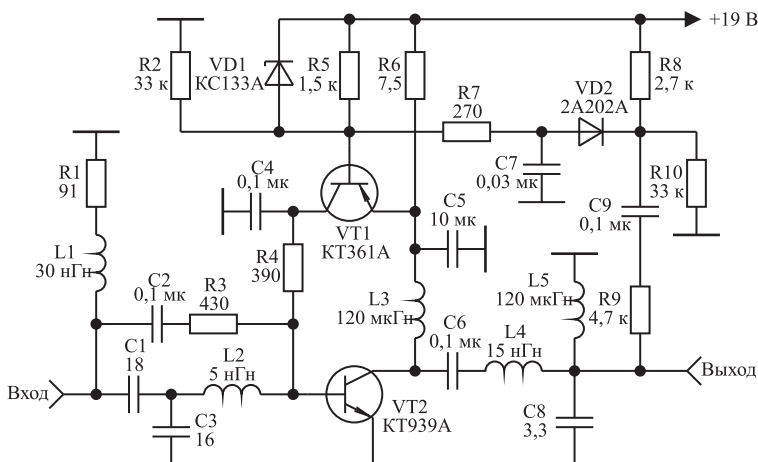


Рис. 6.2. Принципиальная схема каскада с автоматической регулировкой потребляемого тока

го тока, поясняющие принцип его работы, где $R_{нпер}$ — нагрузочная прямая по переменному току; $U_{ост}$ — остаточное напряжение.

Принцип работы схемы заключается в следующем [49]. Постоянное напряжение, пропорциональное уровню выходного сигнала, с выхода устройства выделения огибающей подается на блок управления, который изменяет ток, потребляемый уси-

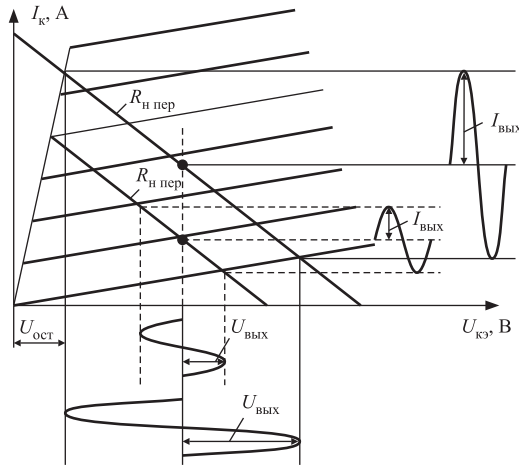


Рис. 6.3. Эпоэры изменений напряжений и токов транзистора в каскаде с автоматической регулировкой потребляемого тока

где $P_{к.д}$ — максимально допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе.

В каскаде с автоматической регулировки потребляемого тока максимальное $I_{ко\ max}$ и минимальное $I_{ко\ min}$ значения потребляемого тока и напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэо}$ рассчитываются по соотношениям [49]:

$$\begin{aligned} U_{кэо} &= \sqrt{\frac{R_n \Psi P_{к.д}}{\xi(1 - \xi\Psi/2)}}; \\ I_{ко\ max} &= \sqrt{\frac{\xi P_{к.д}}{R_n \Psi(1 - \xi\Psi/2)}}; \\ I_{ко\ min} &= I_{n\ max}(1 - \Psi). \end{aligned} \quad (6.2)$$

Из (6.1) и (6.2) найдем, что максимальные значения выходной мощности каскада с фиксированной рабочей точкой $P_{выхФРТ}$ и каскада с автоматической регулировки потребляемого тока $P_{выхАРТ}$ равны:

$$\begin{aligned} P_{выхФРТ} &= \xi\Psi P_{к.д}/2; \\ P_{выхАРТ} &= \xi\Psi P_{к.д}/(2 - \xi\Psi). \end{aligned} \quad (6.3)$$

В этом случае выигрыш в максимальной величине выходной мощности каскада с автоматической регулировки потребляемого тока, по сравнению с каскадом с фиксированной рабочей точкой, опреде-

ляется выражением

$$P_{\text{выхАРТ}}/P_{\text{выхФРТ}} = 2/(2 - \xi\Psi).$$

Таким образом, максимальный выигрыш по уровню выходной мощности усилительного каскада с автоматической регулировки потребляемого тока по сравнению с каскадом с фиксированной рабочей точкой составляет 2 раза.

В [54] показано, что максимальное значение круговой частоты модулирующего колебания Ω_m , при котором система автоматической регулировки потребляемого тока осуществляет изменение потребляемого тока по закону огибающей, рассчитывается по формуле

$$\Omega_m \leq \frac{1}{m\pi} \sqrt{1 - m^2} \omega_n \left[1 - \left(\frac{1 - \xi\Psi/2}{1 - \Delta P} + \frac{\xi\Psi}{2} \right)^{-1} \right], \quad (6.4)$$

где m — глубина модуляции; $\omega_n = 2\pi f_n$ — нижняя круговая частота полосы пропускания усилителя; $\Delta P = (P_{\text{вых max}} - P_{\text{вых min}})/P_{\text{вых max}}$ — допустимые относительные потери выходной мощности, обусловленные уменьшением проводимости передачи системы регулирования при уменьшении частоты несущего колебания вследствие сопоставимости постоянной времени нагрузки детектора системы регулирования и периода времени ВЧ колебания [55, 56]; $P_{\text{вых max}}$ — максимальное значение выходной мощности; $P_{\text{вых min}}$ — выходная мощность на частоте ω_n .

Поэтому при усилении сигналов с частотой модуляции менее Ω_m параметры $U_{\text{кэо}}$ и $I_{\text{ко max}}$ рассчитываются по (6.2). При необходимости усиления сигналов с частотой модуляции более Ω_m расчет $U_{\text{кэо}}$ и $I_{\text{ко max}}$ следует производить по соотношениям [54]:

$$U_{\text{кэо}} = \sqrt{\frac{P_{\text{к.д}} R_n}{\xi(1/\Psi - 1,5\xi/8)}}, \quad (6.5)$$

$$I_{\text{ко max}} = \sqrt{\frac{P_{\text{к.д}} \xi}{\Psi^2 R_n (1/\Psi - 1,5\xi/8)}}.$$

Требуемая постоянная времени нагрузки детектора системы регулирования с учетом формулы (6.4) [54, 56]

$$\tau_{\text{нд}} = C_{\text{нд}} R_{\text{нд}} = \frac{\sqrt{1 - m^2}}{m\Omega_m}, \quad (6.6)$$

где $C_{\text{нд}}$, $R_{\text{нд}}$ — емкость и сопротивление нагрузки детектора системы регулирования.

Для примера рассчитаем $U_{\text{кэо}}$, $I_{\text{ко}}$, $I_{\text{ко max}}$, $C_{\text{нд}}$, $R_{\text{нд}}$, $P_{\text{вых.ФРТ}}$,

$P_{\text{вых.АРТ}}, \Omega_m$ каскада, принципиальная схема которого приведена на рис. 6.2, при его работе в режиме с фиксированной рабочей точкой и в режиме с использованием автоматической регулировки потребляемого тока. При расчетах будем полагать, что максимальная глубина модуляции при высоких частотах модуляции равна 0,7 [57], коэффициенты Ψ и ξ транзистора КТ939А [10] равны 0,95 и 0,9 соответственно, $P_{\text{к.д}} = 3$ Вт, $f_n = 1$ МГц; допустимое значение $\Delta P = 0,02$; $R_H = 50$ Ом.

В случае работы каскада в режиме с фиксированной рабочей точкой из (6.1) и (6.3) получим: $U_{\text{кэо}} = 12,6$ В; $I_{\text{ко}} = 0,238$ А; $P_{\text{выхФРТ}} = 1,28$ Вт. При работе каскада с использованием автоматической регулировки потребляемого тока из (6.2) и (6.3) определим: $U_{\text{кэо}} = 16,45$ В; $I_{\text{ко max}} = 0,316$ А; $P_{\text{выхАРТ}} = 2,4$ Вт. Используя (6.4), рассчитаем $\Omega_m = 23,2$ кГц, а из (4.8) найдем $\tau_{\text{нд}} = 43 \cdot 10^{-6}$ с. Сопротивление нагрузки детектора системы регулирования, как следует из схемы, приведенной на рис. 6.2, $R_{\text{нд}} = R_7 + R_2 R_5 / (R_2 + R_5) = 1500$ Ом. Теперь из равенства $\tau_{\text{нд}} = C_{\text{нд}} R_{\text{нд}}$ определим $C_{\text{нд}} = \tau_{\text{нд min}} / R_{\text{нд}} = 28,7$ нФ. Проводимость передачи системы регулирования устанавливается выбором номинала резистора R_9 . Стабилитрон КС133А, включенный в цепи базы транзистора КТ814А, необходим для ограничения сигнала управления значением, соответствующим заданному максимальному току потребления $I_{\text{ко max}}$.

На рис. 6.4 и 6.5 приведены принципиальные схемы экспериментальных макетов широкополосных усилительных каскадов на транзисторах КТ939А и КТ913Б, для которых проводились измерения уровня сжатия коэффициента усиления [58, 59] и нелинейных со-

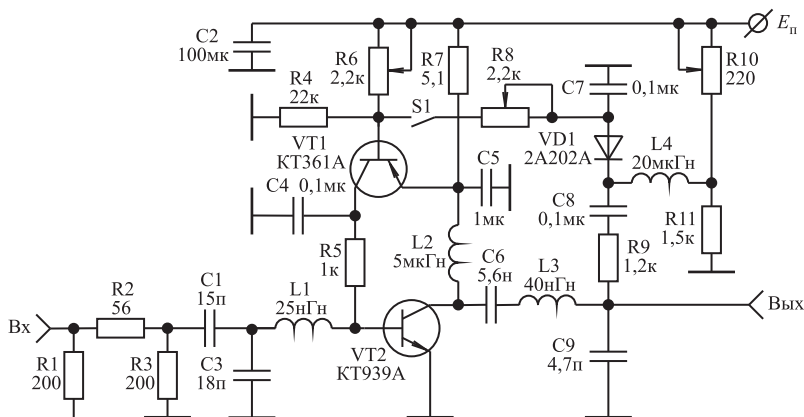


Рис. 6.4. Принципиальная схема каскада на транзисторе КТ939А

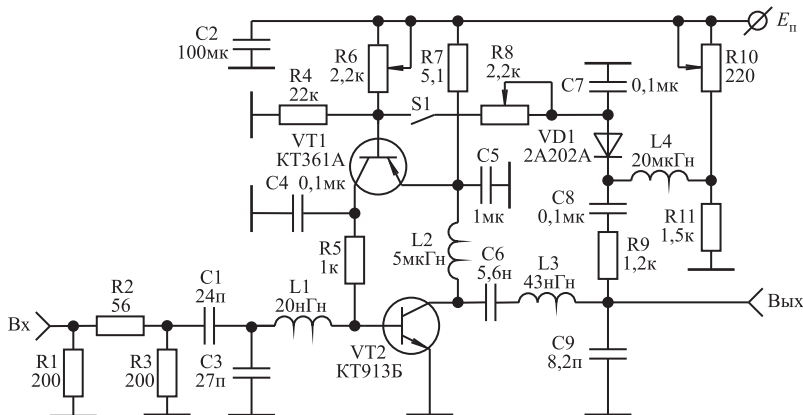


Рис. 6.5. Принципиальная схема каскада на транзисторе КТ913Б

ставляющих второго и третьего порядка в спектре выходного сигнала при их работе в режиме с фиксированной рабочей точкой и с автоматической регулировкой потребляемого тока.

Каскады имели следующие линейные характеристики: коэффициент усиления каскада на транзисторе КТ939А 10 дБ; коэффициент усиления каскада на транзисторе КТ913Б 7 дБ; полоса пропускания 20...230 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики $\pm 0,5$ дБ; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом.

В каскаде на транзисторе КТ939А (см. рис. 6.4) допустимая мощность, рассеиваемая на транзисторе, выбрана равной 3 Вт. При работе каскада с фиксированной рабочей точкой $U_{кэо}$ и $I_{ко}$ составляли 13,6 В и 0,22 А. При работе каскада с автоматической регулировкой потребляемого тока $U_{кэо}$, $I_{ко \min}$ и $I_{ко \max}$, в соответствии с (6.2), были выбраны равными 19 В, 0,1 А и 0,31 А. Исследования проводились в тракте с волновым сопротивлением 75 Ом, поэтому в схеме применена система регулирования с использованием датчика выходного напряжения на диоде VD1. При работе каскада с фиксированной рабочей точкой датчик выходного напряжения отключается с помощью ключа S1. Результаты исследований для частот входных сигналов 30, 110 и 220 МГц приведены на рис. 6.6.

Интермодуляционные искажения третьего порядка измерялись при условии равенства амплитуд двухчастотного воздействия и разnose частот 5 МГц. По оси абсцисс на рис. 6.6 отложена входная мощность, выраженная в децибелах относительно ватта, по оси ординат отложена выходная мощность, также выраженная в децибелах относительно ватта [60], и приняты следующие обозначения:

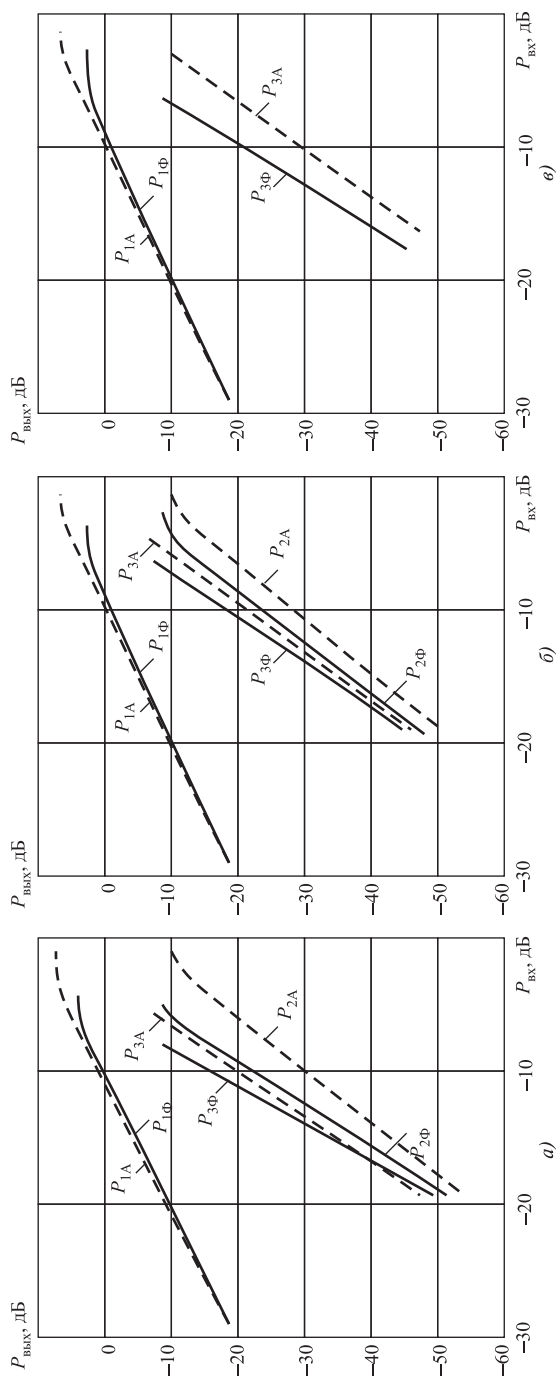


Рис. 6.6. Зависимости мощностей первой и второй гармоник и интермодуляционной составляющей третьего порядка выходного сигнала каскада на транзисторе КТ939А от мощности входного сигнала на частоте: а — 30 МГц; б — 110 МГц; в — 220 МГц

$P_{1\Phi}$, 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 фиксированной рабочей точкой и с автоматической регулировкой потребляемого тока соответственно. На выходе каскада установлена выходная корректирующая цепь в виде фильтра нижних частот, образуемая элементами $L3$, $C9$ и выходной емкостью транзистора КТ939А [9]. Поэтому при частоте входного сигнала 220 МГц высшие гармоники отфильтровываются и не поступают на выход усилителя, что нашло отражение на рис. 6.6, в.

В каскаде на транзисторе КТ913В (см. рис. 6.5) допустимая мощность, рассеиваемая на транзисторе, выбрана равной 5 Вт. При работе каскада с фиксированной рабочей точкой $U_{кз0}$ и $I_{к0}$ составляли 18,5 В и 0,274 А. При работе каскада с автоматической регулировкой потребляемого тока $U_{кз0}$, $I_{к0 \max}$ и $I_{к0 \max}$ были выбраны равными 26 В, 0,14 А и 0,385 А. Результаты исследований для частот входных сигналов 30, 110 и 220 МГц приведены на рис. 6.7.

По амплитудным характеристикам, приведенным на рис. 6.7, сложно определить уровень выходной мощности каскадов, соответствующий заданному уровню сжатия их коэффициентов усиления. Поэтому на рис. 6.8 приведены зависимости коэффициентов усиления каскадов на транзисторах КТ939А и КТ913В с фиксированной рабочей точкой (непрерывные кривые) и с автоматической регулировкой потребляемого тока (пунктирные кривые) от уровня их выходной мощности и частоты усиливаемых сигналов.

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 6.6–6.8, позволяет сделать следующие выводы. При равных выходных мощностях каскадов с фиксированной рабочей точкой и с автоматической регулировкой потребляемого тока, соответствующих сжатию коэффициентов усиления каскадов с фиксированной рабочей точкой на 1 дБ, уровень второй гармоники и интермодуляционные искажения третьего порядка в каскадах с автоматической регулировкой потребляемого тока на 3...10 дБ меньше чем в каскадах с фиксированной рабочей точкой.

При выходных мощностях каскадов с фиксированной рабочей точкой и с автоматической регулировкой потребляемого тока, соответствующих сжатию их коэффициентов усиления каскадов на 1 дБ, уровень второй гармоники и интермодуляционные искажения третьего порядка в каскадах примерно равны. Таким образом, использование автоматической регулировкой потребляемого тока дает возможность практически в два раза увеличить выходную мощность

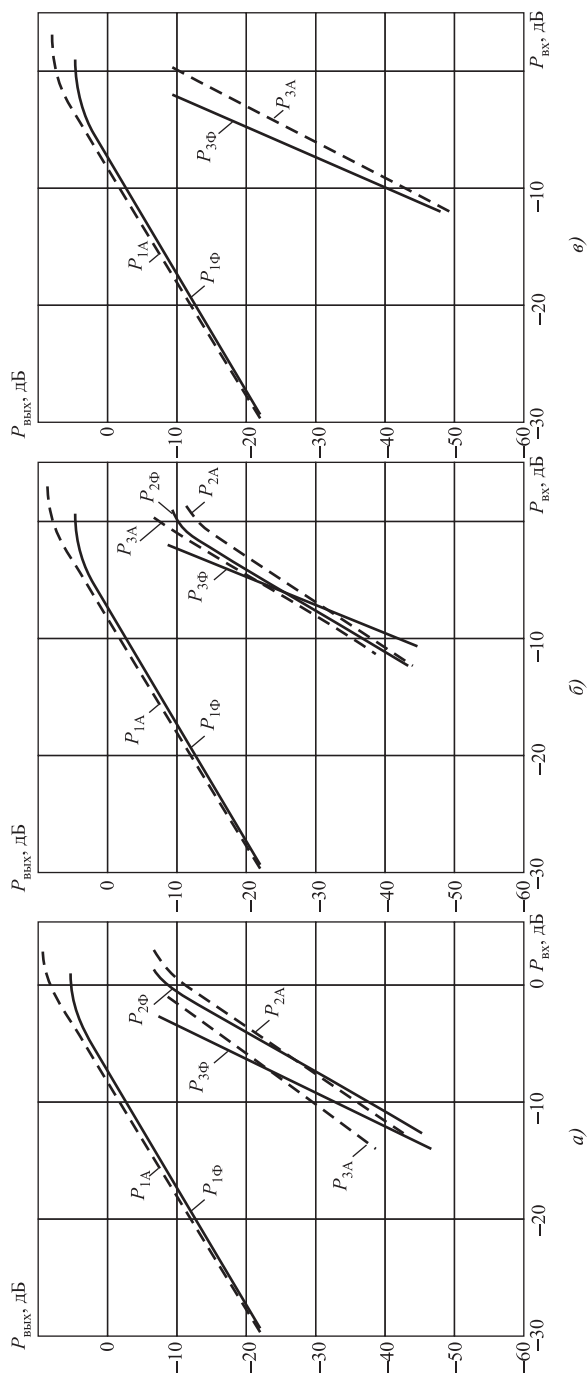


Рис. 6.7. Зависимости мощностей первой и второй гармоник и интермодуляционной составляющей третьего порядка выходного сигнала каскада на транзисторе КТ913Б от мощности входного сигнала на частоте: а — 30 МГц; б — 110 МГц; в — 220 МГц

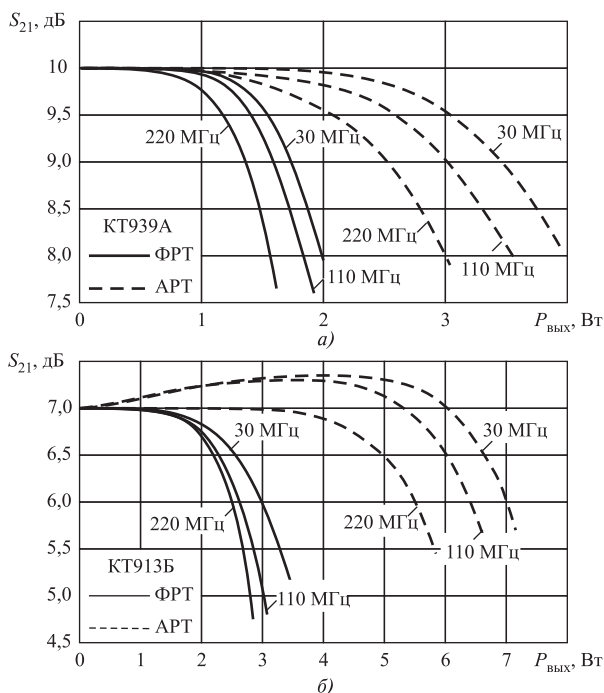


Рис. 6.8. Зависимости коэффициента усиления каскадов от уровня выходной мощности и частоты усиливаемого сигнала: а — на транзисторе КТ939А б — на транзисторе КТ913В

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 фиксированной рабочей точкой имеют равные или меньшие уровни нелинейных составляющих второго и третьего порядка в спектре выходного сигнала, чем каскады с автоматической регулировкой потребляемого тока. Однако принципы построения высоколинейных усилителей отличаются от принципов построения усилителей мощности [61]. 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 автоматической регулировки потребляемого тока 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 автоматической регулировкой потребляемого тока 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.

6.2. Работа каскада с автоматической регулировкой потребляемого тока на несогласованную нагрузку

Схемы каскадов, приведенные на рис. 6.2, 6.4 и 6.5, а также известные схемные решения построения усилительных каскадов с автоматической регулировкой потребляемого тока [52, 62—65] предназначены для работы на согласованную нагрузку, что значительно сокращает область применения таких усилителей.

Для сохранения работоспособности рассматриваемых усилителей при работе на несогласованную нагрузку в [66] предложено осуществлять управление работой системы регулирования с помощью датчиков выходного напряжения и выходного тока, а в [67] — с помощью датчика выходной мощности.

На рис. 6.9 приведена схема широкополосного усилительного каскада, в котором для управления работой системы регулирования использованы датчики выходного напряжения на диоде VD2 и тока — на диоде VD3.

Каскад имеет следующие характеристики: коэффициент усиления 16 дБ; полоса пропускания 8...50 МГц; неравномерность АЧХ $\pm 0,5$ дБ; уровень выходной мощности, соответствующий сжатию коэффициента усиления на 1 дБ, 4,2 Вт; потребляемый ток в режиме молчания 0,15 А; максимальное значение потребляемого тока 0,55 А; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом.

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.

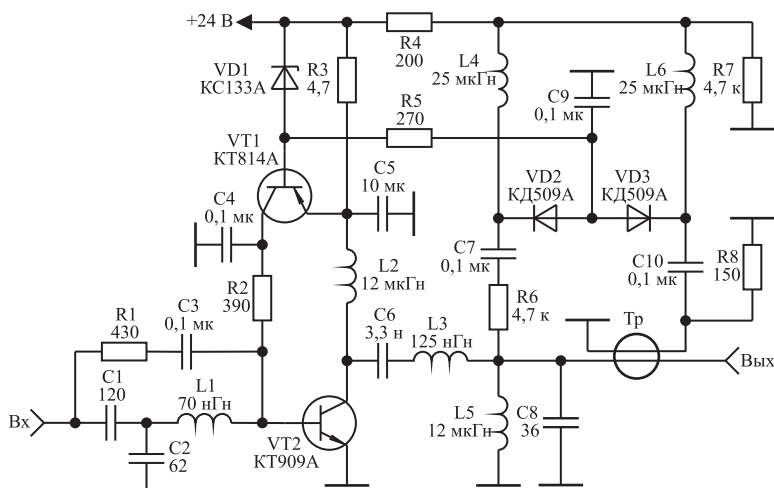


Рис. 6.9. Усилительный каскад с системой регулирования, управляемой датчиками выходного напряжения и выходного тока

В широкополосном усилительном каскаде, схема которого приведена на рис. 6.10, для управления работой системы регулирования использован датчик выходной мощности на направленном ответвителе [67].

Усилительный каскад имеет те же характеристики, что и каскад, схема которого приведена на рис. 6.9. Датчик выходной мощности 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 усиливаемого сигнала со скоростью 6 дБ на октаву. Коэффициент передачи корректора реализуется уменьшающимся с ростом частоты усиливаемого сигнала со скоростью 6 дБ на октаву. В результате на вход детектора системы регулирования на диоде VD2 поступает сигнал, пропорциональный уровню выходной мощности и не зависящий от частоты усиливаемого сигнала.

В рассматриваемых вариантах усилителей с автоматической регулировкой потребляемого тока (рис. 6.9 и 6.10) зависимость уровня выходной мощности от сопротивления нагрузки идентична зависимости, полученной для усилителя с фиксированной рабочей точкой. При работе на низкоомную нагрузку ток, потребляемый усилителями, практически не зависит от сопротивления нагрузки и определяется лишь уровнем входного воздействия. При работе на высоко-

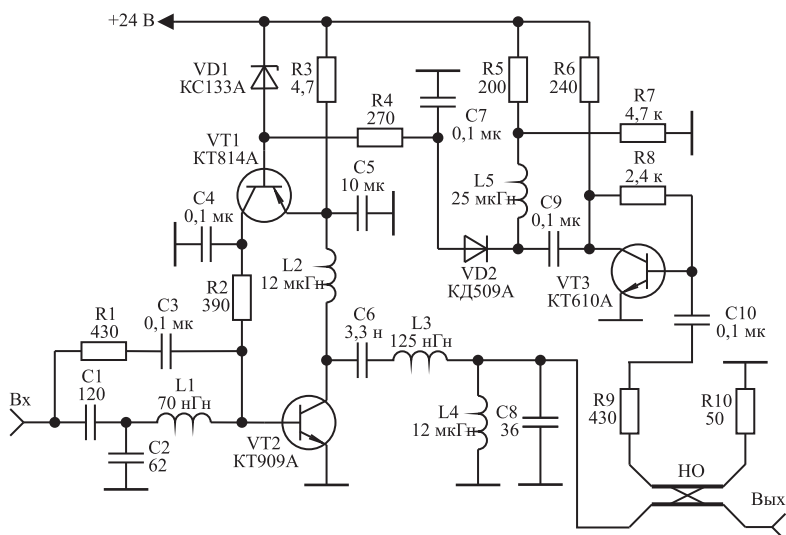


Рис. 6.10. Усилительный каскад с системой регулирования, управляемой датчиком выходной мощности

омную нагрузку в усилителе, реализованном по схеме, приведенной на рис. 6.9, сигнал управления возрастает пропорционально росту сопротивления нагрузки, что приводит к необоснованному увеличению тока, потребляемого усилителем. При максимальном уровне выходного сигнала этот недостаток может быть устранен соответствующим выбором напряжения стабилизации стабилитрона VD1. В усилителе, реализованном по схеме рис. 6.10, увеличение сопротивления нагрузки приводит к уменьшению мощности, отдаваемой в нагрузку, и уменьшению, в соответствии с этим, проводимости передачи системы регулирования. Поэтому в указанном усилителе ток 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.

6.3. Усилитель с совмещенной системой автоматической регулировки потребляемого тока и защиты от перегрузки по входу

В [68] описана функциональная схема широкополосного усилителя мощности, с совмещенной системой автоматической регулировки

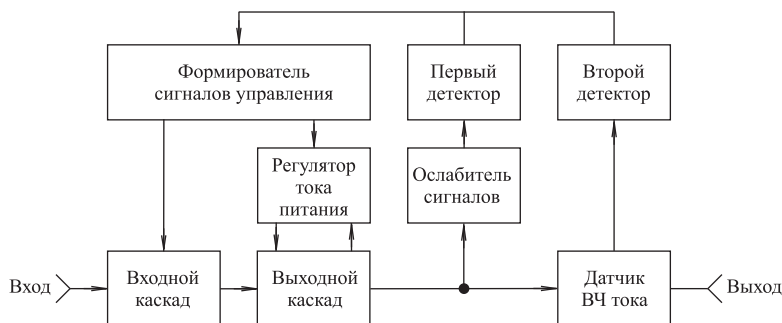


Рис. 6.11. Функциональная схема усилителя с совмещенной системой регулирования и защиты

ки потребляемого тока и защиты от перегрузки по входу, которая приведена на рис. 6.11.

Широкополосный усилитель мощности (см. рис. 6.11) содержит входной каскад, выходной каскад, датчик высокочастотного тока, регулятор тока питания, ослабитель сигналов, первый детектор, второй детектор, формирователь сигналов управления. Усилитель работает следующим образом. В режиме молчания ток, потребляемый выходным каскадом, устанавливается минимальным. При подаче на вход сверхширокополосного усилителя мощности сигнала он усиливается входным каскадом, выходным каскадом и через датчик высокочастотного тока поступает на выход устройства. Часть усиленного сигнала через ослабитель сигналов поступает на вход первого детектора, на выходе которого формируется постоянное напряжение, пропорциональное амплитуде выходного напряжения. На вход второго детектора поступает сигнал с датчика высокочастотного тока, и на его выходе формируется постоянное напряжение, пропорциональное амплитуде выходного тока. При работе на согласованную нагрузку, например на 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 регуля-

тора 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 [56].

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 усилителя 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.

Датчик высокочастотного тока, использованный в схеме, приведенной на рис. 6.9, остается работоспособным при выходной мощности широкополосного усилителя, не превышающей 5...10 Вт.

При большей выходной мощности происходит перегрев сердечника и дальнейшее возрастание потерь мощности в нем. Этого можно избежать, если воспользоваться широкополосным датчиком высокочастотного тока, схема которого приведена на рис. 6.12 [69].

Широкополосный датчик высокочастотного тока работает следующим образом. 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

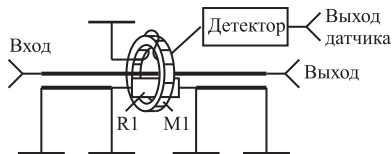


Рис. 6.12. Широкополосный датчик высокочастотного тока

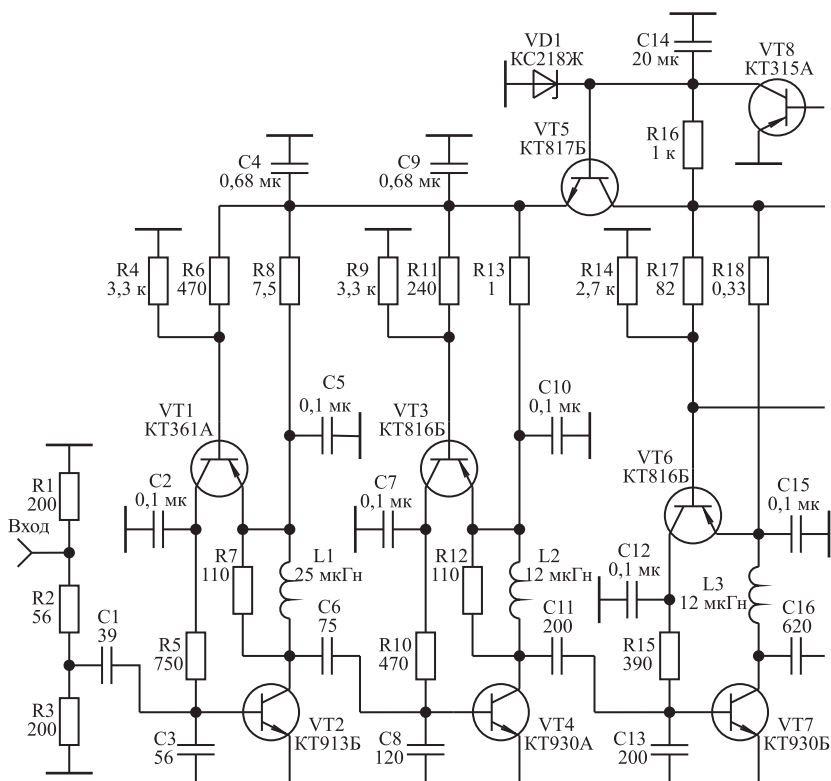
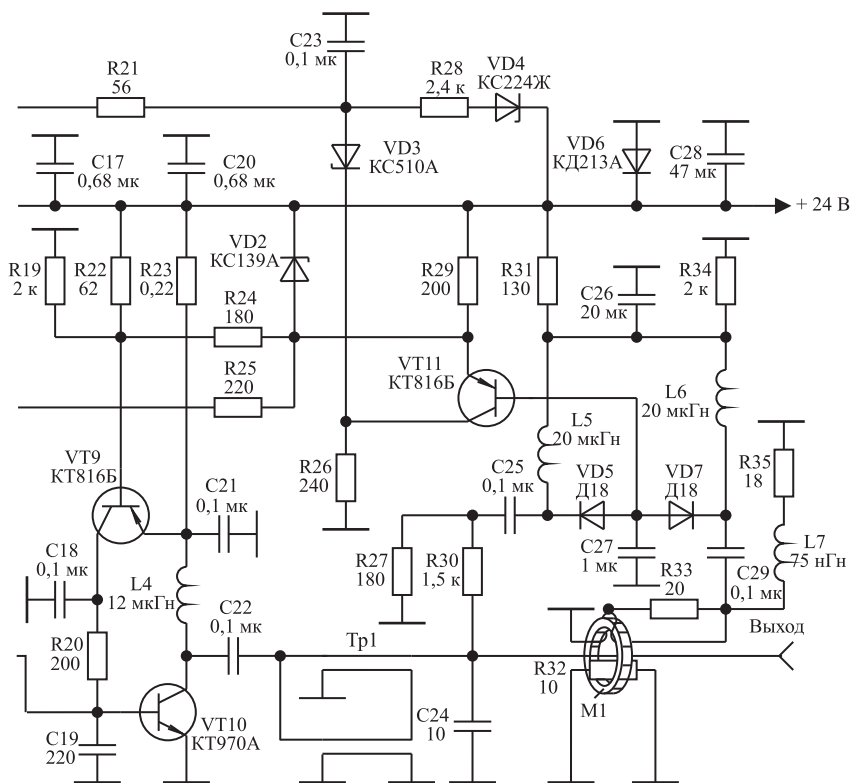


Рис. 6.13. Принципиальная схема

контур с сопротивлением, равным сопротивлению резистора R1. Использование резистора позволяет улучшить амплитудно-частотную характеристику датчика и уменьшить нагревание магнитопроводящего сердечника. Изменяя сопротивление резистора R1, можно изменять уровень магнитного поля в сердечнике M1 и потери мощности в нем.

На рис. 6.13 приведена принципиальная схема широкополосного усилителя мощности, предназначенного для работы на несогласованную нагрузку. Схема реализована с использованием функциональной схемы (рис. 6.11) и схемы датчика высокочастотного тока (рис. 6.12). 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



широкополосного усилителя мощности

и резисторах R24, R25, схему автоматической регулировки усиления 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 усилителя работают в режиме с фиксированной рабочей точкой, с токами покоя транзисторов VT2, VT4, равными 0,2 А и 0,6 А соответственно. Стабилизация токов покоя каскадов достигается за счет применения активной коллекторной термостабилизации (см. раздел 1.1), а сами токи покоя устанавливаются подбором номиналов резисторов R6 и R11.

Выходные каскады усилителя работают в режиме с автоматической регулировкой потребляемого тока. Токи покоя транзисторов VT7, VT10, равные 0,4 А 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 широкополосного усилителя мощности зависит от выбора области регулирования потребляемого тока, и поэтому в процессе настройки начальные токи потребления транзисторов VT7, VT10 могут быть изменены.

Во всех каскадах усилителя использованы реактивные межкаскадные корректирующие цепи третьего порядка [70], 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 усилителя 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 отдает 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, минима-

лен 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 схемой 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. 6.14) размером 180×80 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм.

На рис. 6.15 приведено расположение элементов на печатной плате усилителя.

Пунктирной линией на рис. 6.15 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фо-

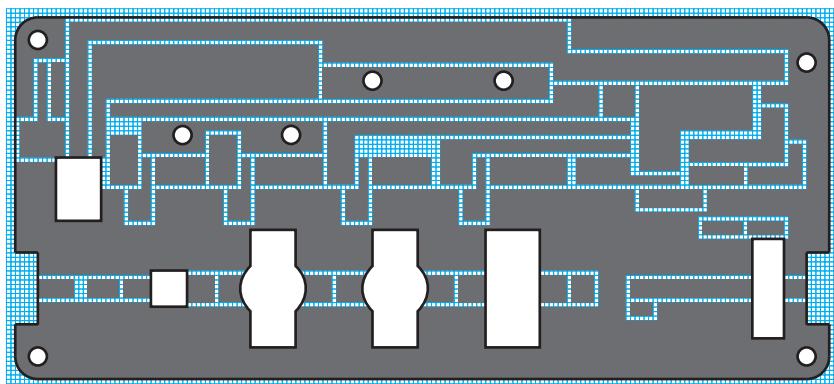


Рис. 6.14. Печатная плата широкополосного усилителя мощности

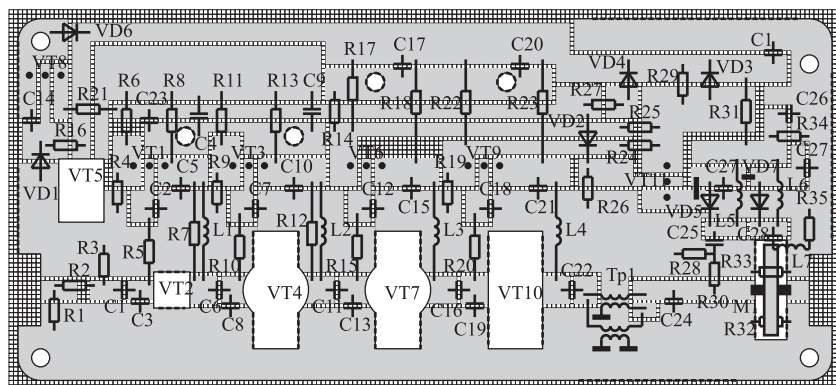


Рис. 6.15. Расположение элементов на печатной плате усилителя

льги, 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 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 ёмкости конденсатора C1 достигается равномерная АЧХ каскада в области нижних и средних частот полосы пропускания. Подбором ёмкости конденсатора C3 достигается выравнивание АЧХ в области верхних частот полосы пропускания. Если этого не удастся достичь, следует уменьшить ёмкость конденсатора C1 и заново подобрать конденса-

тор СЗ. 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 постепенном увеличении входного воздействия с помощью этих подстроечных резисторов определяются токи потребления транзисторов VT7 и VT10, при которых усилитель отдает 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, т. е. такой уровень выходной мощности, при котором ещё 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 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, равное 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 А 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 осуществ-

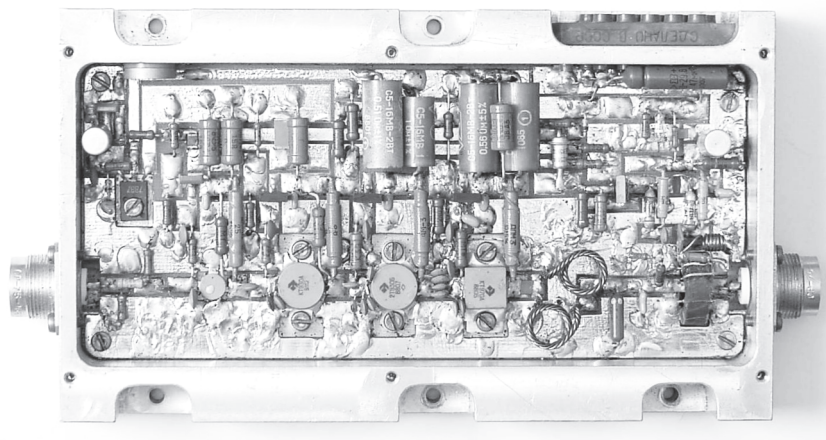


Рис. 6.16. Фотография широкополосного усилителя мощности

ляется проверка работоспособности схемы защиты от перегрузки по входу и от холостого хода и короткого замыкания нагрузки.

На рис. 6.16 приведена фотография внешнего вида широкополосного усилителя мощности, предназначенного для работы на несогласованную нагрузку.

При длительной работе усилителя его необходимо устанавливать на радиатор с использованием принудительной вентиляции.

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот, МГц	10...250
коэффициент усиления, дБ	35±1,5
выходная мощность, Вт, не менее	20
сопротивление генератора и нагрузки, Ом	75
напряжение питания, В	24
потребляемый ток в режиме молчания, А	2,2
потребляемый ток в режиме максимальной выходной мощности, А	7
габаритные размеры корпуса усилителя, мм	190×130×30

7 Использование многоканальных структур с частотным разделением каналов

Создание современных радиотехнических систем и устройств, применяемых в ядерной физике, вычислительной технике, системах связи, акустической микроскопии, время-импульсной метрологии, связано с необходимостью применения в них усилителей импульсов неограниченной длительности с пикосекундными фронтами, т. е. сигналов со спектром от единиц герц до единиц гигагерц [71].

7.1. Использование известных схемных решений построения многоканальных усилителей с частотным разделением каналов

Традиционно расширение полосы пропускания и повышение выходной мощности разрабатываемых усилителей связано с использованием конденсаторов и катушек индуктивности больших номиналов, а также более мощных транзисторов либо схем сложения мощностей, отдаваемых несколькими менее мощными транзисторами. Эти варианты оказываются нереализуемыми при создании широкополосных усилителей мощности, предназначенных для усиления импульсов неограниченной длительности с пикосекундными фронтами.

Построение усилителей с полосой рабочих частот от единиц герц до единиц гигагерц на мощных транзисторах при одновременном использовании конденсаторов и катушек индуктивности больших номиналов приводит к появлению неконтролируемых резонансов внутри их полосы пропускания и искажению формы амплитудно-частотной и переходной характеристик [71, 72]. Это связано с высокой добротностью входных импедансов мощных транзисторов и большими значениями «паразитных» параметров пассивных элементов, применяемых при построении усилителей.

Повышение выходной мощности рассматриваемых усилителей с помощью устройств сложения мощностей, отдаваемых несколькими менее мощными транзисторами также затруднительно, так как

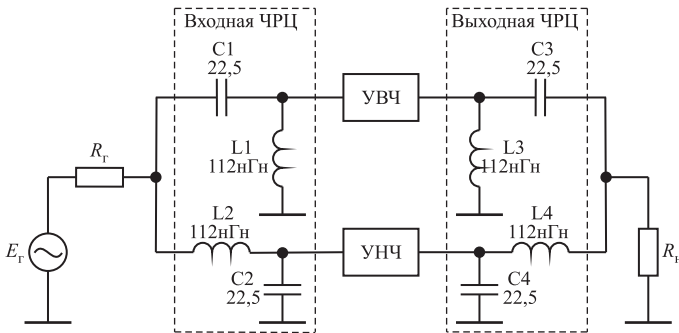


Рис. 7.1. Функциональная схема двухканального усилителя с частотно-разделительными цепями на основе фильтров Баттерворта второго порядка

известные методы построения устройств сложения мощности не позволяют реализовать указанные устройства с коэффициентом перекрытия по частоте более чем в $10^3 \dots 10^4$ раза [71].

Рассмотрим возможность построения усилителей импульсов неограниченной длительности с пикосекундными фронтами на основе использования многоканальных структур с частотным разделением каналов, применяемых в усилителях гармонических сигналов [73]. В этом случае появляется возможность реализации канальных усилителей с использованием достоинств схемных решений построения усилителей заданного частотного диапазона и повышения благодаря этому выходной мощности усилителей импульсов неограниченной длительности с пикосекундными фронтами.

Известно, 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, позволяет реализовать равномерную АЧХ усилителя [73]. В этом случае частотно-разделительные цепи могут быть реализованы на фильтрах Баттерворта, Чебышёва, Золотарева четных порядков.

В качестве примера на рис. 7.1 приведена схема двухканального усилителя с входной и выходной частотно-разделительными цепями на основе фильтров Баттерворта нижних и верхних частот второго порядка, где УВЧ — усилитель верхних частот; УНЧ — усилитель нижних частот.

Для получения равномерной АЧХ усилителя фильтры выпол-

нены на основе фильтров Баттерворта [73]. Коэффициент передачи каждого из канальных усилителей был выбран равным единице, а их АЧХ — равномерными. Частота стыковки $f_{\text{ст}}$ входной и выходной частотно-разделительных цепей составляла 100 МГц, а сопротивление источника сигнала и нагрузки — 50 Ом. Под частотой стыковки понимается частота, на которой коэффициенты передачи высокочастотного и низкочастотного выходов частотно-разделительных цепей оказываются одинаковыми и равными 0,5 относительно максимального значения [73].

На рис. 7.2–7.4 приведены результаты расчета амплитудно-частотной, фазочастотной и переходной характеристик рассматриваемого двухканального усилителя.

Как видно из графиков, при идеальной АЧХ фазочастотная характеристика двухканального усилителя существенно нелинейна в области частоты стыковки каналов, а переходная характеристика имеет глубокий провал. Это обусловлено тем, что фазочастотная характеристика на частотах $f < f_{\text{ст}}$ определяется входным и выходным фильтрами нижних частот, а на частотах $f > f_{\text{ст}}$ — входным и выходным фильтрами верхних частот.

Как показано в [74], чем выше порядок фильтров, используемых в частотно-разделительных цепях, тем больше скачок фазы в области частоты стыковки. Указанные искажения фазочастотной

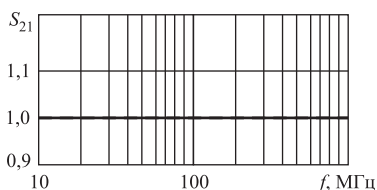


Рис. 7.2. Расчетная амплитудно-частотная характеристика усилителя

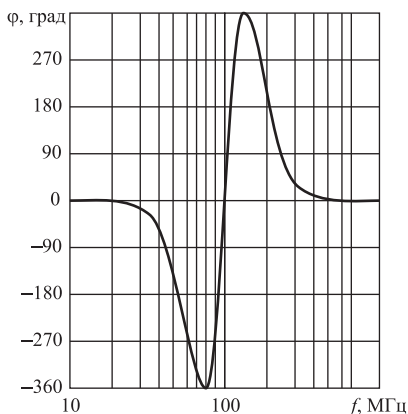


Рис. 7.3. Расчетная фазочастотная характеристика усилителя

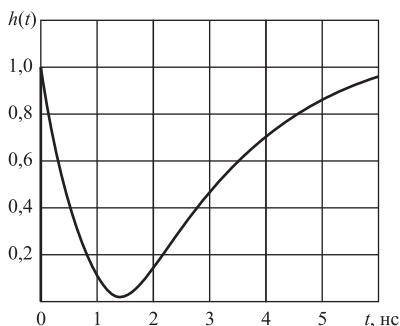


Рис. 7.4. Расчетная переходная характеристика усилителя

и переходной характеристик являются основной причиной, не позволяющей применять классические частотно-разделительные цепи для построения многоканальных усилителей импульсных сигналов с частотным разделением каналов.

7.2. Частотно-разделительные цепи многоканальных импульсных усилителей

Исследования различных вариантов построения двухканальных усилителей, выполненных на основе схемы, приведенной на рис. 7.1, с частотно-разделительными цепями различных порядков, показали следующее [74]. Создание двухканальных усилителей с частотным разделением каналов, предназначенных для усиления импульсных сигналов, возможно при использовании частотно-разделительных цепей на фильтрах первого порядка и включенных либо только на входе, либо только на выходе. Структуры построения таких усилителей приведены на рис. 7.5 и 7.6, где Σ — сумматор.

Амплитудно-частотная характеристика таких усилителей равномерна, фазочастотная характеристика линейна, а переходная характеристика не имеет провалов. Действительно, при условии идеальности канальных усилителей нормированную относительно R_n

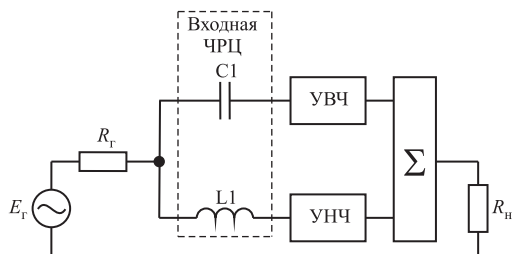


Рис. 7.5. Функциональная схема двухканального усилителя импульсных сигналов с сумматором на выходе

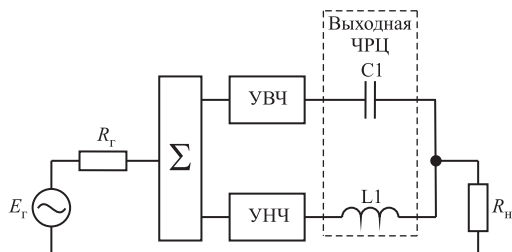


Рис. 7.6. Функциональная схема двухканального усилителя импульсных сигналов с сумматором на входе

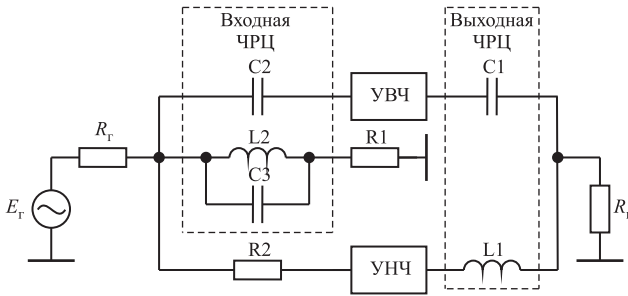


Рис. 7.7. Функциональная схема двухканального усилителя импульсных сигналов с частотно-разделительными цепями на входе и выходе

и f_{CT} передаточную характеристику рассматриваемых усилителей можно описать в символьном виде дробно-рациональной функцией комплексного переменного:

$$S_{21} = \sum_{i=1}^2 \frac{1 + a_i p^i}{1 + b_i p^i}, \quad (7.1)$$

где $p = j\Omega_{\text{H}}$; $\Omega_{\text{H}} = \omega / (2\pi f_{\text{CT}})$ — нормированная частота; ω — текущая круговая частота; $a_1 = 2C_{1\text{H}}$; $a_2 = L_{1\text{H}}C_{1\text{H}}$; $b_1 = 1,5C_{1\text{H}} + 0,5L_{1\text{H}}$; $b_2 = L_{1\text{H}}C_{1\text{H}}$; $C_{1\text{H}} = C_1 R_{\text{H}} 2\pi f_{\text{CT}}$ — нормированное относительно R_{H} и f_{CT} значение C_1 ; $L_{1\text{H}} = L_1 2\pi f_{\text{CT}} / R_{\text{H}}$ — нормированное относительно R_{H} и f_{CT} значение L_1 ; R_{H} — сопротивление нагрузки.

Учитывая, что должно выполняться равенство [73] $C_1 L_1 = (2\pi f_{\text{CT}})^2$, из системы уравнений $a_1 = b_1$; $a_2 = b_2$; $L_{1\text{H}} C_{1\text{H}} = 1$ получим условия, при которых отсутствуют искажения амплитудно-частотной и переходной характеристик усилителя:

$$L_{1\text{H}} = 1; \quad C_{1\text{H}} = 1. \quad (7.2)$$

Недостатком функциональных схем двухканальных усилителей, приведенных на рис. 7.5 и 7.6, является необходимость использования сверхширокополосных сумматоров с развязанными входами. Этого можно избежать, воспользовавшись схемой двухканального усилителя импульсных сигналов, описанной в [75] (рис. 7.7).

Для минимизации взаимного перекрытия рабочих частот УВЧ и УНЧ нормированные относительно R_{H} и f_{CT} значения элементов C_1 , L_1 , C_2 следует выбирать из условий [76]:

$$C_{1\text{H}} = C_{2\text{H}} = 1; \quad L_{1\text{H}} = 1. \quad (7.3)$$

В этом случае нормированная амплитудно-частотная характери-

ка усилителя

$$S_{21} = \sum_{i=1}^5 \frac{1 + a_i p}{1 + b_i p^i},$$

где

$$a_1 = 2 + L_{2н}/R_{1н};$$

$$a_2 = 1 + L_{2н}C_{3н} + 2\frac{L_{2н}}{R_{1н}} + \frac{1 + 2R_{1н}}{1 + R_{1н}};$$

$$a_3 = 2L_{2н}C_{3н} + \frac{L_{2н}}{R_{1н}} + \left(1 + \frac{L_{2н}}{R_{1н}}\right) \frac{1 + 2R_{1н}}{1 + R_{1н}};$$

$$a_4 = L_{2н}C_{3н} + L_{2н} \left(C_{3н} + \frac{1}{R_{1н}}\right) \frac{1 + 2R_{1н}}{1 + R_{1н}};$$

$$a_5 = L_{2н}C_{3н} \frac{1 + 2R_{1н}}{1 + R_{1н}};$$

$$b_1 = 2 + \frac{1 + L_{2н} + 2R_{1н}}{1 + R_{1н}};$$

$$b_2 = 1 + 2\frac{1 + L_{2н} + 2R_{1н}}{1 + R_{1н}} + L_{2н} \frac{2 + C_{3н} + C_{3н}R_{1н}}{1 + R_{1н}};$$

$$b_3 = L_{2н}C_{3н} \frac{1 + 2R_{1н}}{1 + R_{1н}} + 2L_{2н} \frac{2 + C_{3н} + C_{3н}R_{1н}}{1 + R_{1н}} + \frac{1 + L_{2н} + 2R_{1н}}{1 + R_{1н}};$$

$$b_4 = 2L_{2н}C_{3н} \frac{1 + 2R_{1н}}{1 + R_{1н}} + L_{2н} \frac{2 + C_{3н} + C_{3н}R_{1н}}{1 + R_{1н}};$$

$$b_5 = L_{2н}C_{3н} \frac{1 + 2R_{1н}}{1 + R_{1н}}.$$

Полное отсутствие искажений амплитудно-частотной и переходной характеристик соответствует выполнению условий:

$$a_1 = b_1; \quad a_2 = b_2; \quad a_3 = b_3; \quad a_4 = b_4. \quad (7.4)$$

Несмотря на то что в системе четырех уравнений (7.3) имеется только три варьируемых параметра, она имеет единственное решение:

$$L_{2н} = 1; \quad C_{3н} = 1; \quad R_{1н} = 0,5. \quad (7.5)$$

В соответствии с этим выбор нормированных значений элементов C_1 , C_2 , C_3 , L_1 , L_2 , R_1 из условий (7.3), (7.5) позволяет полностью устранить искажения амплитудно-частотной и переходной характеристик обусловленные использованием частотно-разделительных цепей и обеспечить взаимное перекрытие частот УВЧ и УНЧ равным единице.

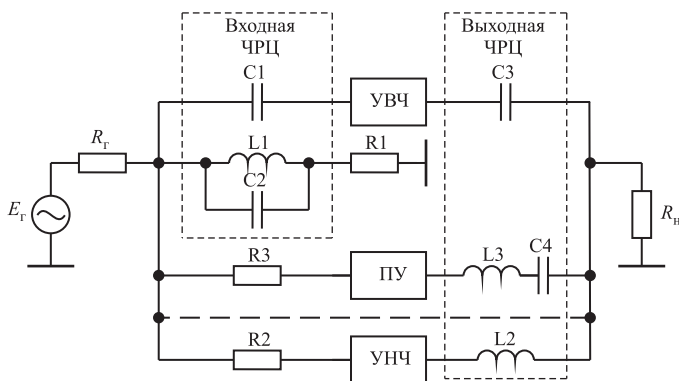


Рис. 7.8. Функциональная схема многоканального варианта импульсного усилителя

Схемное решение, приведенное на рис. 7.7, может быть распространено и на случай многоканальной структуры импульсного усилителя (рис. 7.8), где ПУ — полосовой усилитель [76].

Для трехканального варианта импульсного усилителя требуемые амплитудно-частотные характеристики канальных усилителей приведены на рис. 7.9.

При заданных значениях R_g , R_n , $f_{н\text{УВЧ}}$, $f_{в\text{УНЧ}}$, с учетом методики расчета полосовых фильтров и соотношений (7.3) и (7.5), элементы трехканального варианта схемы, приведенной на рис. 7.8, рассчитываются по формулам:

$$C_1 = \frac{1}{R_n 2\pi f_{н\text{УВЧ}}}; \quad C_2 = C_3 = \frac{1}{R_g 2\pi f_{н\text{УВЧ}}};$$

$$C_4 = \frac{f_{н\text{УВЧ}} - f_{в\text{УНЧ}}}{R_n 2\pi f_{н\text{УВЧ}} f_{в\text{УНЧ}}}; \quad L_1 = \frac{R_n}{2\pi f_{в\text{УНЧ}}}; \quad L_2 = \frac{R_g}{2\pi f_{н\text{УВЧ}}}; \quad (7.6)$$

$$L_3 = \frac{R_n}{2\pi(f_{н\text{УВЧ}} - f_{в\text{УНЧ}})}; \quad R_1 = 0,5R_g; \quad R_2, R_3 \gg R_g.$$

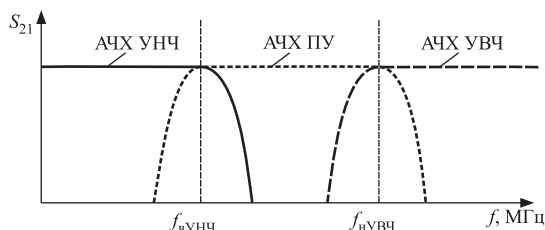


Рис. 7.9. Требуемые формы АЧХ канальных усилителей трехканального варианта импульсного усилителя

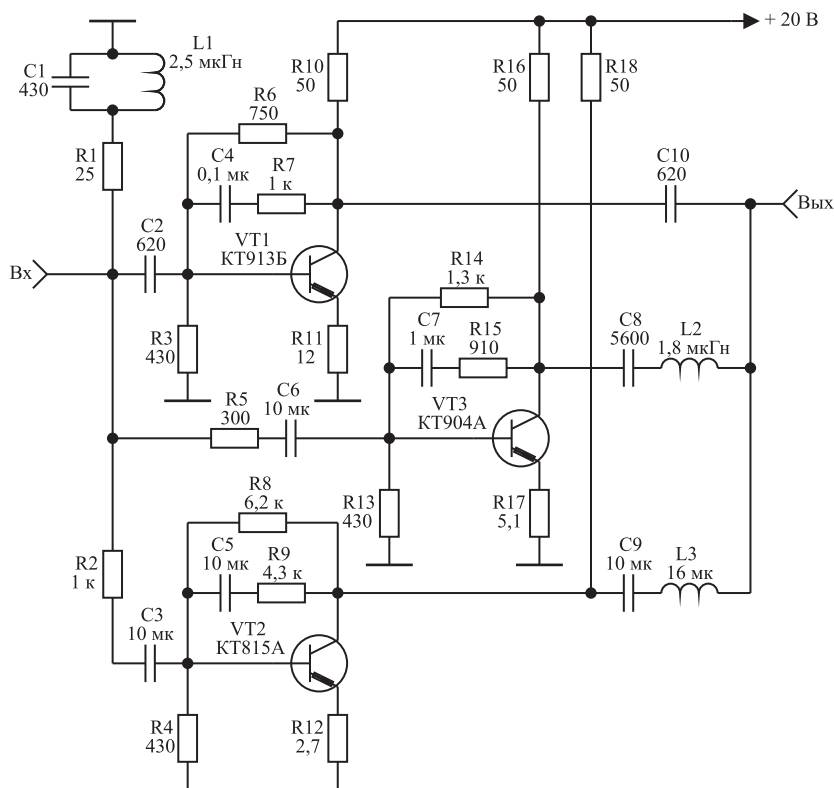


Рис. 7.10. Принципиальная схема трехканального импульсного усилителя

В случае двухканального варианта усилителя (рис. 7.8) $f_{\text{нУВЧ}} = f_{\text{вУНЧ}}$ и значения элементов $C1, C2, C3, L1, L2, R1, R2$ также могут быть рассчитаны по соотношениям (7.6).

На рис. 7.10 приведена принципиальная схема трехканального импульсного усилителя, реализованного по функциональной схеме рис. 7.8 и позволяющего наглядно продемонстрировать влияние каждого из каналов усилителей на форму импульсного сигнала на его выходе. Частота $f_{\text{вУНЧ}}$ усилителя выбрана равной 0,5 МГц; частота $f_{\text{нУВЧ}}$ выбрана равной 5 МГц, коэффициент усиления усилителя равен 3 дБ.

На рис. 7.11 приведена форма сигнала на выходе рассматриваемого усилителя при подаче на его вход тестового импульсного сигнала длительностью 1 мкс. На рис. 7.12–7.14 приведены экспериментальные характеристики усилителя при его работе без УВЧ, без ПУ и без УНЧ.

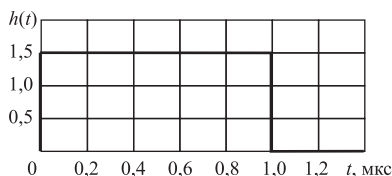


Рис. 7.11. Экспериментально измеренная форма импульсного сигнала на выходе трехканального усилителя

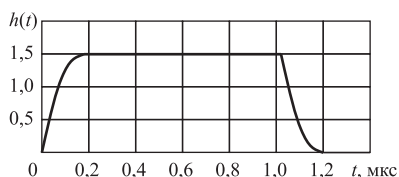


Рис. 7.12. Экспериментально измеренная форма импульсного сигнала на выходе усилителя при его работе без УВЧ

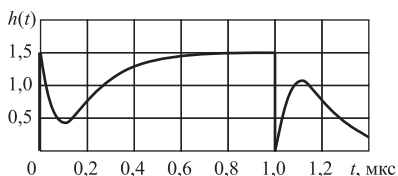


Рис. 7.13. Экспериментально измеренная форма импульсного сигнала на выходе усилителя при его работе без ПУ

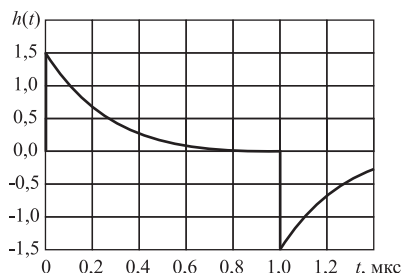


Рис. 7.14. Экспериментально измеренная форма импульсного сигнала на выходе усилителя при его работе без УНЧ

7.3. Примеры реализации импульсных усилителей с частотно-разделительными цепями

Принципы построения многоканальных импульсных усилителей с частотно-разделительными цепями реализованы в двухканальном сверхширокополосном усилителе мощности постоянного тока с полосой рабочих частот $0 \dots 1,5$ ГГц [77]. Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 7.15.

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

Выходной каскад высокочастотного канала выполнен по схеме со сложением напряжений [19], входные каскады выполнены с использованием реактивных межкаскадных корректирующих цепей третьего порядка [4]. Во всех каскадах применена активная коллекторная термостабилизация (см. раздел 1.1).

Выходной каскад низкочастотного канала построен по двухтактной схеме на основе комплементарных транзисторов КТ904А и КТ914А и работает от входного балансного каскада. Выравнивание коэффициентов усиления каналов и уменьшение дрейфа нуля дости-

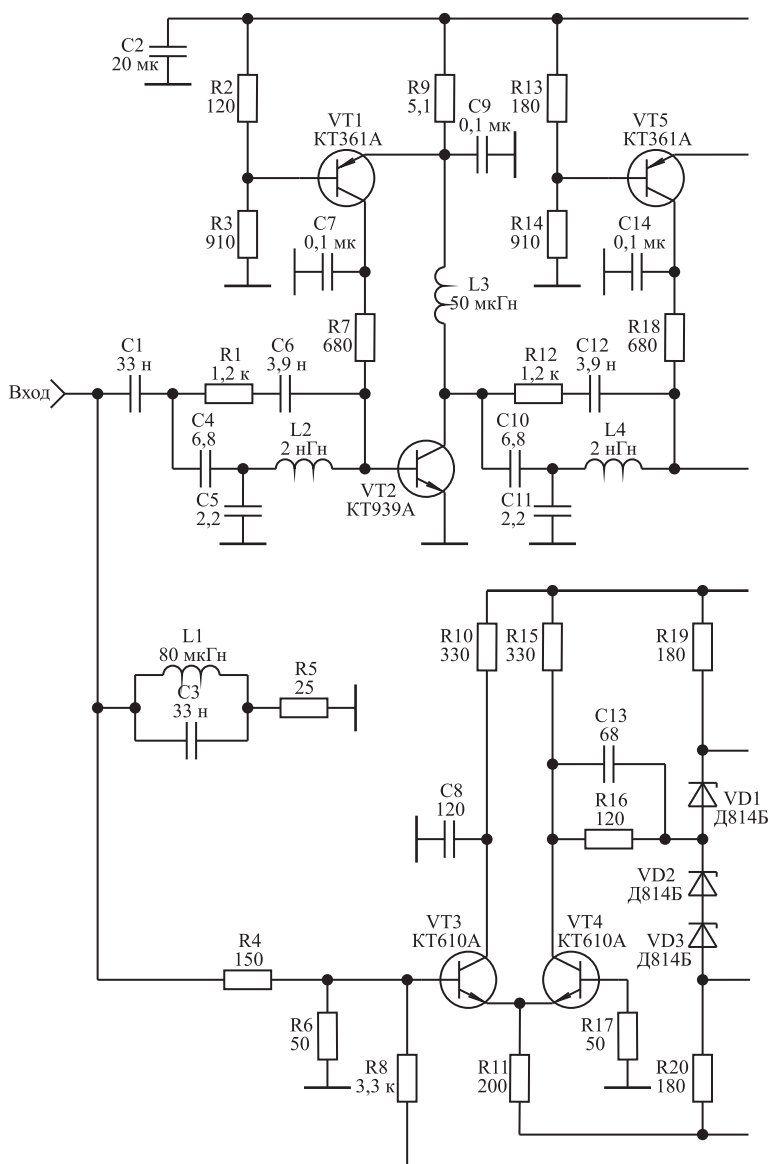
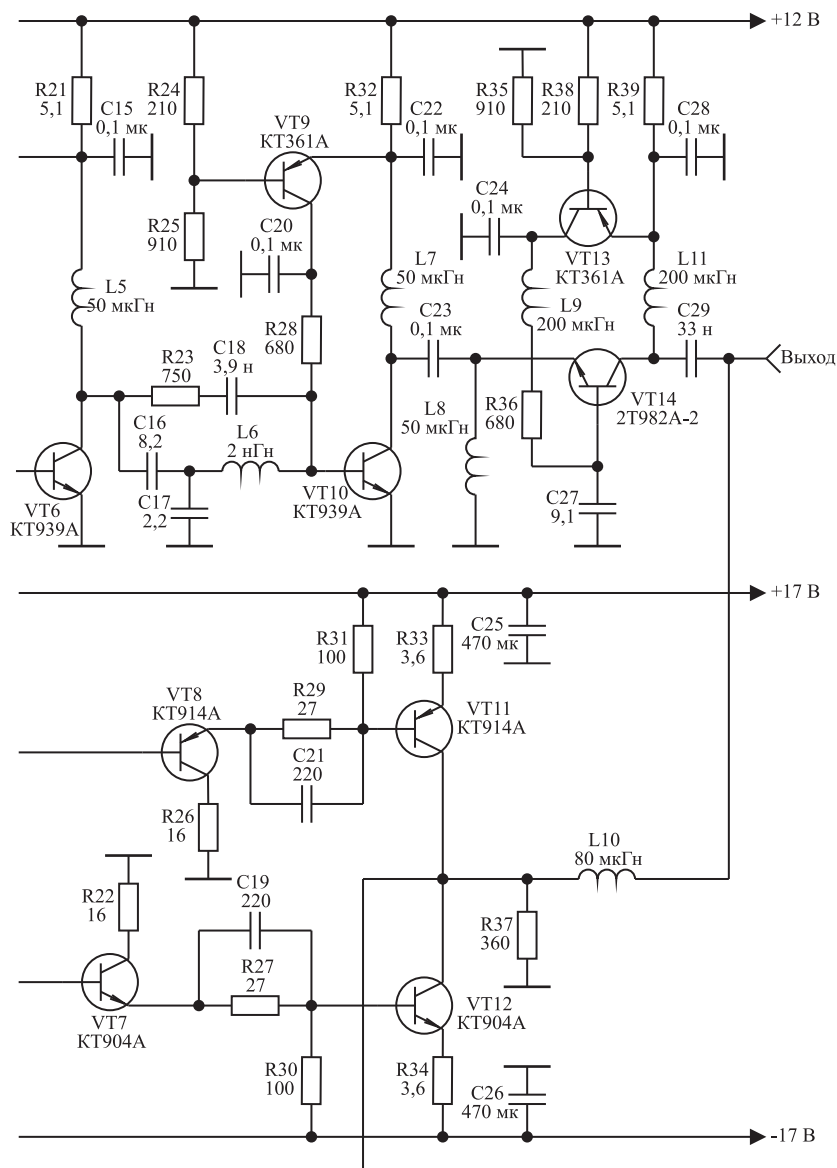


Рис. 7.15. Принципиальная схема двухканального

гается введением общей отрицательной обратной связи с помощью резистора R8. Для расширения полосы рабочих частот низкочастотного канала использована высокочастотная коррекция с помощью конденсаторов C13, C19, C21. Компенсация влияния реаль-



сверхширокополосного усилителя мощности постоянного тока

ых параметров канальных усилителей на искажения, обусловленные двухканальной структурой устройства, осуществляется варьированием в небольших пределах значениями элементов R5, L1, C3.

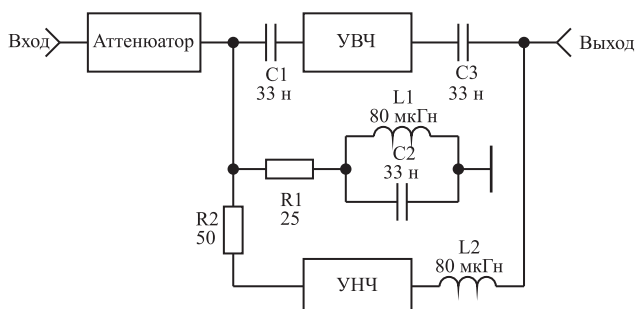


Рис. 7.16. Функциональная схема пикосекундного усилителя

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот, ГГц	0...1,5
неравномерность АЧХ, дБ	$\pm 1,5$
коэффициент усиления, дБ	15
номинальный уровень выходной мощности, Вт	2
время нарастания переходной характеристики, пс	250
длительность усиливаемых импульсов	не ограничена
выброс переднего фронта импульса, %, не более	10
искажения плоской вершины импульса, %, не более	10
сопротивление генератора и нагрузки, Ом	50
частота стыковки частотно-разделительной цепи, кГц	100
напряжения источников питания, В	$\pm 17; +12$
потребляемая мощность, Вт	30
габаритные размеры корпуса усилителя, мм	190×120×40

Другой пример реализации двухканального пикосекундного усилителя постоянного тока с частотным разделением каналов описан в [78]. Функциональная схема двухканального пикосекундного усилителя приведена на рис. 7.16, состоящего из аттенюатора, частотно-разделительных цепей, усилителя верхних частот (УВЧ), усилителя нижних частот (УНЧ).

Аттенюатор (рис. 7.17) 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.

УВЧ пикосекундного усилителя (рис. 7.18) состоит из трех идентичных модулей на полевых транзисторах АП602А и выходного кас-

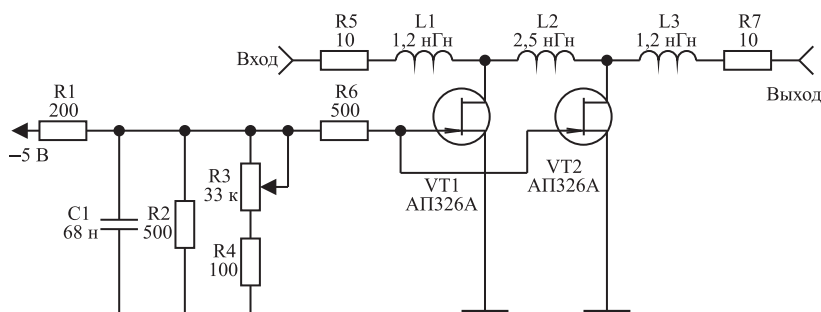


Рис. 7.17. Принципиальная схема аттенюатора

када на биполярном транзисторе КТ963А, разработанных на основе схемных решений, описанных в [71, 79].

Токи покоя транзисторов АП602А выбраны равными 160 мА. Стабилизация токов покоя осуществляется с помощью схемы активной стоковой термостабилизации на транзисторах КТ361А (см. раздел 1.1). 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 фильтры нижних частот.

УНЧ пикосекундного усилителя (рис. 7.19) состоит из дифференциального каскада на транзисторах КТ315А, развязывающих эмиттерных повторителей и двухтактного выходного каскада на транзисторах КТ629А и КТ625А и разработан на основе схемного решения, описанного в [77].

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).

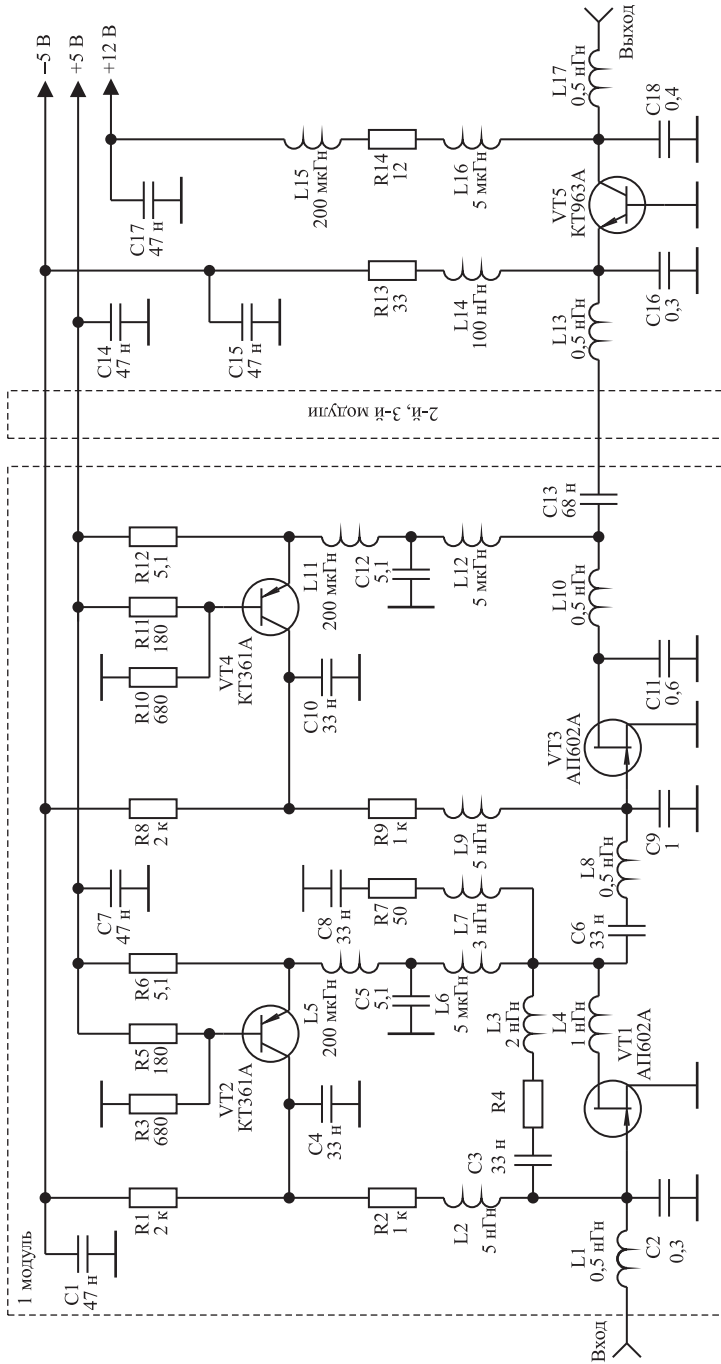


Рис. 7.18. Принципиальная схема усилителя верхних частот

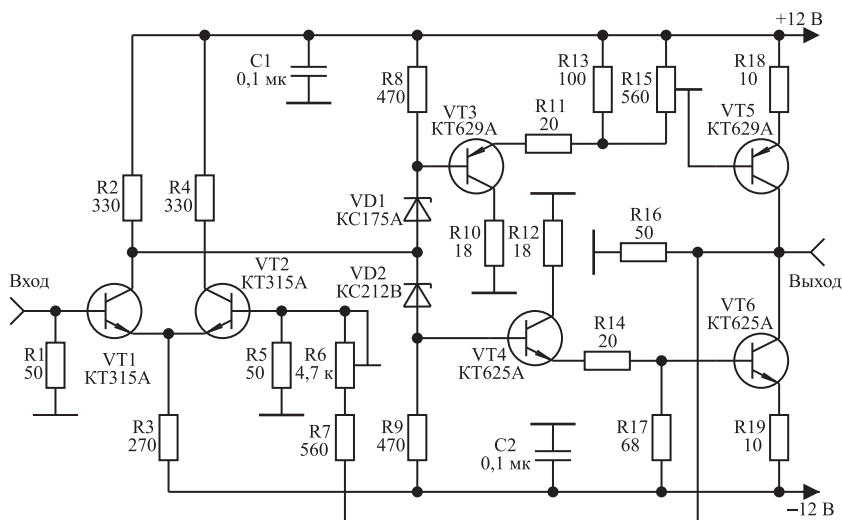


Рис. 7.19. Принципиальная схема усилителя нижних частот

Частотно-разделительные цепи пикосекундного усилителя с частотой стыковки 100 кГц реализованы на основе схемного решения, приведенного на рис. 7.7.

Настройка пикосекундного усилителя заключается в следующем. Вначале производится поэтапная настройка модулей УВЧ, описанная в [79], и настройка УНЧ, описанная в [77]. После выравнивания канальных коэффициентов усиления на входе и выходе пикосекундного усилителя устанавливаются частотно-разделительные цепи.

Варьируя величиной элементов R1, L1, C2 (см. рис. 7.19), минимизируются искажения формы импульсной характеристики усилителя, обусловленные использованием частотно-разделительных цепей.

Технические характеристики усилителя:

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

Таким образом, рассмотренные варианты построения многоканальных импульсных усилителей с частотно-разделительными цепями 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.

7.4. Расширение полосы рабочих частот сверхширокополосных радиосистем

Важным приложением материалов данного раздела является возможность распространения его результатов на построение сверхширокополосных радиосистем [80].

Как показано в [81], традиционные радиотехнические системы, работающие в узкой полосе частот и использующие в качестве несущего колебания гармонические сигналы, практически исчерпали свои возможности. Поэтому в настоящее время идет активная разработка сверхширокополосных радиосистем, т. е. способа передачи информации, основанного на непосредственном излучении цифровых сигналов, представляющих из себя последовательность импульсов различной длительности и скважности. К достоинствам сверхширокополосных радиосистем по сравнению с узкополосными относятся повышение точности измерения расстояния до цели и разрешающей способности, обеспечение скрытности работы и устойчивости к воздействию помех, повышение скорости передачи информации, упрощение конструкции, прямое согласование со средствами вычислительной техники.

Однако спектр цифровых сигналов, излучаемых сверхширокополосными радиосистемами, занимает область частот от единиц герц до нескольких гигагерц. Поэтому основным параметром, определяющим качественные показатели указанных радиосистем, является коэффициент перекрытия рабочих частот [81]. Но в рамках известных методов построения сверхширокополосных радиосистем, ограниченных одноканальной структурой, возможности увеличения коэффициента перекрытия рабочих частот ограничены сложностью

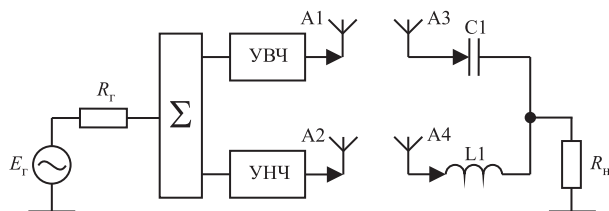


Рис. 7.20. Функциональная схема двухканальной системы радиосвязи

создания сверхширокополосных антенн при одновременном обеспечении приемлемого КСВН этих антенн [82]. Рассматриваемая проблема схожа с проблемой создания усилителей импульсов неограниченной длительности с пикосекундными фронтами.

Коэффициент перекрытия рабочих частот современных сверхширокополосных антенн с приемлемым для использования в сверхширокополосных радиосистемах КСВН этих антенн равен 10...20 раз [82]. Поэтому для создания двухканальной системы радиосвязи с частотным разделением каналов может быть использована функциональная схема двухканального импульсного усилителя (см. рис. 7.6), в которой между выходами канальных усилителей и элементами выходной частотно-разделительной цепи включены передающие и приемные антенны. В результате получим схему, приведенную на рис. 7.20 [83], где в качестве нагрузки R_n может выступать вход радиоприемного устройства.

Для реализации максимального коэффициента перекрытия рабочих частот рассматриваемой системы радиосвязи необходимо, чтобы нижняя граничная частота передающей антенны высокочастотного канала (антенна A1) была выбрана равной верхней граничной частоте передающей антенны низкочастотного канала (антенна A2). Кроме того, необходимо совпадение полосы рабочих частот передающей и приемной антенны каждого из каналов.

При условии идеальности элементов системы радиосвязи ее нормированную передаточную характеристику относительно волнового сопротивления антенно-фидерного тракта и частоты стыковки частотно-разделительной цепи можно описать в символьном виде дробно-рациональной функцией комплексного переменного (7.1). С учетом (7.2) элементы C1 и L1 (см. рис. 7.20) рассчитываются по соотношениям:

$$C_1 = 1/(R_n 2\pi f_{ст}); \quad L_1 = R_n 2\pi f_{ст}.$$

В этом случае полоса рабочих частот реальной системы радиосвязи будет равна сумме полос рабочих частот первой A1 и второй A2

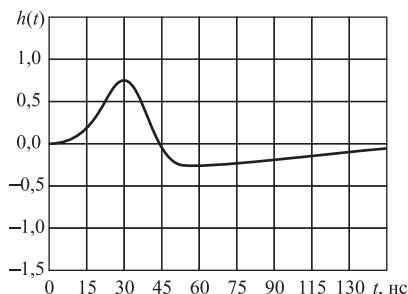


Рис. 7.21. Расчетная форма сигнала на выходе системы радиосвязи при отключении высокочастотного канала

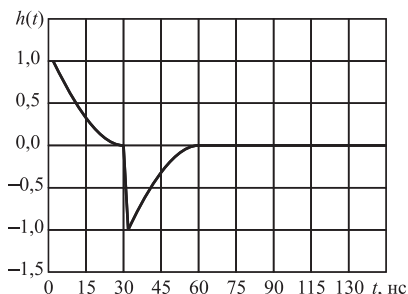


Рис. 7.22. Расчетная форма сигнала на выходе системы радиосвязи при отключении низкочастотного канала

передающих антенн, а ее фазовая характеристика будет оставаться линейной в полосе рабочих частот системы радиосвязи. При передаче цифровых сигналов по рассматриваемой системе радиосвязи ее характеристики будут соответствовать характеристикам системы с одноканальной структурой и полосой рабочих частот равной сумме полос рабочих частот первой A_1 и второй A_2 передающих антенн.

На рис. 7.21 представлена расчетная форма сигнала на нагрузке R_n при отключенных антеннах A_1 и A_3 и условиях, что на вход делителя мощности Σ от генератора сигнала E_r подается идеальный импульс длительностью 30 нс, а коэффициент перекрытия рабочих частот передающих A_1 , A_2 и приемных A_3 , A_4 антенн равен 15.

На рис. 7.22 представлена расчетная форма сигнала на нагрузке R_n при отключенных антеннах A_2 и A_4 и условиях, что на вход делителя мощности от генератора сигнала E_r подается идеальный импульс длительностью 30 нс, а коэффициент перекрытия рабочих частот передающих и приемных антенн равен 15.

На рис. 7.23 представлена расчетная форма сигнала на нагрузке R_n при работе всех антенн системы радиосвязи и условиях, что на вход делителя мощности от генератора сигнала E_r подается идеальный импульс длительностью 30 нс, а коэффициент перекрытия рабочих частот передающих и приемных антенн равен 15 раз.

Коррекция искажений импульсного сигнала, обусловленных неидеальностью антенн двухканальной системы радиосвязи, может быть осуществлена с использованием тех же элементов, что и в схеме, приведенной на рис. 7.7. В результате приходим к схеме, представленной на рис. 7.24.

Таким образом, представленное теоретическое обоснование возможности реализации сверхширокополосных радиосистем по двухканальной структуре с частотным разделением каналов на основе

Рис. 7.23. Расчетная форма сигнала на выходе системы радиосвязи при работе низкочастотного и высокочастотного каналов

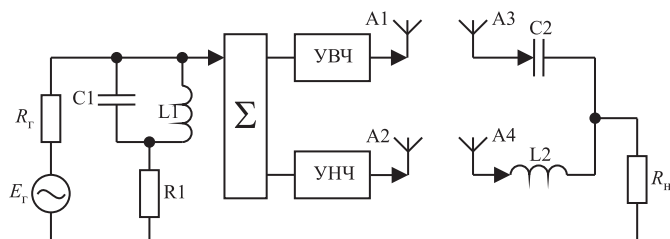
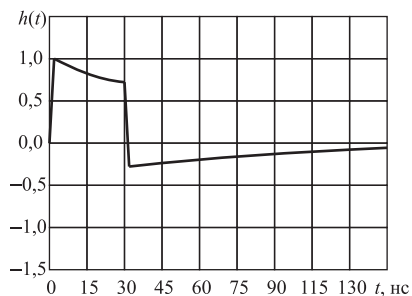


Рис. 7.24. Функциональная схема двухканальной системы радиосвязи с корректором

использования частотно-разделительных цепей открывает путь к созданию указанных радиосистем с коэффициентом перекрытия рабочих частот, достигающим 100...200.

8 Реализация оптимального сопротивления нагрузки

8.1. Минимизация потерь выходной мощности маломощных широкополосных усилителей

Выходные каскады усилителей мощности маломощных широкополосных передатчиков [84] работают, как правило, непосредственно на антенно-фидерный тракт. В этом случае модуль коэффициента отражения ощущаемого сопротивления нагрузки внутреннего генератора транзистора [9]

$$|S_{\text{oe}}| = \frac{\omega C_{\text{вых}} R_{\text{н}}}{\sqrt{2 + (\omega C_{\text{вых}} R_{\text{н}})^2}}, \quad (8.1)$$

где ω — текущая круговая частота; $R_{\text{н}}$ — сопротивление антенно-фидерного тракта; $C_{\text{вых}}$ — выходная емкость транзистора, численно равная емкости коллекторного перехода $C_{\text{к}}$ [85].

В этом случае относительные потери выходной мощности, обусловленные наличием $C_{\text{вых}}$, составляют [9]

$$\frac{P_{\text{вых max}}(\omega) - P_{\text{вых}}(\omega)}{P_{\text{вых max}}(\omega)} = 1 - \frac{1 - |S_{\text{oe}}|^2}{1 + |S_{\text{oe}}|^2}, \quad (8.2)$$

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

Для минимизации потерь выходной мощности необходима реализация постоянного, в заданной полосе рабочих частот, ощущаемого сопротивления нагрузки внутреннего генератора транзистора выходного каскада [9]. Это достигается включением выходной емкости транзистора выходного каскада в фильтр нижних частот, играющий роль выходной согласующей цепи (рис. 8.1), где $L1, C1$ — элементы фильтра нижних частот, $Z_{\text{оц}}$ — ощущаемое сопротивление нагрузки внутреннего генератора транзистора выходного каскада.

В [9] описана методика Фано, позволяющая при заданных $C_{\text{вых}}$ и верхней граничной частоте $f_{\text{в}}$ полосы пропускания разрабатываемой

Таблица 8.1

Нормированные значения элементов цепи

$C_{1н}$	$L_{1н}$	$C_{выхн}$	$ S_{oe} _{max}$	ν
0,1	0,180	0,099	0	1
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

мого усилителя рассчитать такие значения элементов выходной согласующей цепи L_1 и C_1 , которые обеспечивают минимально возможную величину максимального значения модуля коэффициента отражения $|S_{oe}|_{max}$ в полосе частот от нуля до верхней граничной частоты. В табл. 8.1 приведены взятые из [9] нормированные значения элементов $C_{выхн}$, L_1 , C_1 , а также коэффициент ν , определяющий ощущаемое сопротивление нагрузки $R_{оц}$, относительно которого вычисляется $|S_{oe}|_{max}$.

Истинные значения элементов рассчитываются по формулам:

$$C_{вых} = \frac{C_{выхн}}{R_n \omega_b}; \quad L_1 = \frac{L_{1н} R_n}{\omega_b}; \quad C_1 = \frac{C_{1н}}{R_n \nu}; \quad R_{оц} = \frac{R_n}{\nu}, \quad (8.3)$$

где $\omega_b = 2\pi f_b$ — верхняя круговая частота полосы пропускания усилителя.

В качестве примера рассчитаем выходную согласующую цепь для усилительного каскада на транзисторе КТ610А ($C_{вых} = 4$ пФ [10]) при условиях: $R_n = 50$ Ом, $f_b = 600$ МГц и определим $R_{оц}$ и уменьшение выходной мощности на частоте f_b при использовании цепи и без нее.

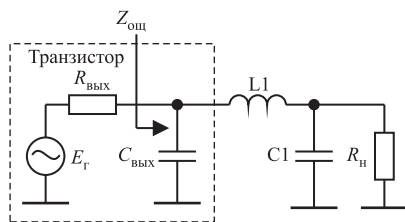
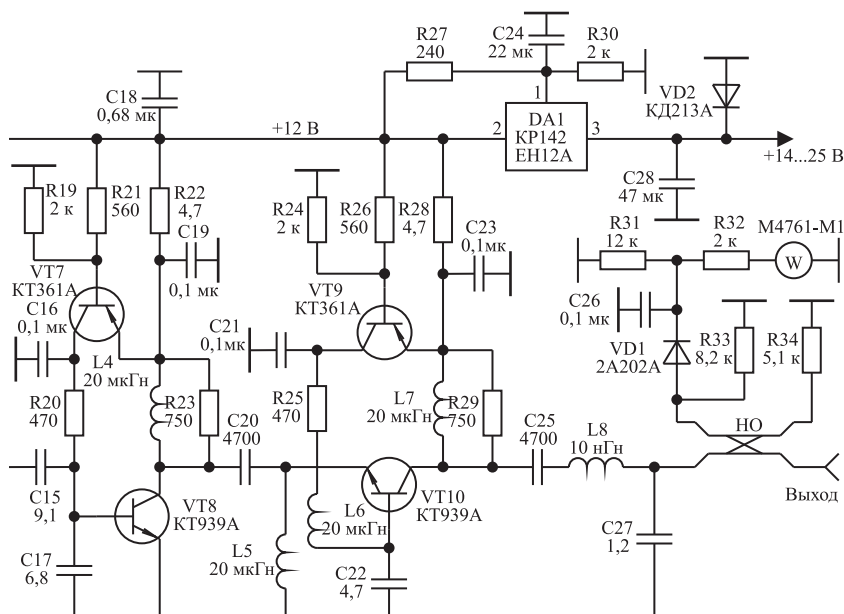


Рис. 8.1. Включение выходной емкости транзистора в фильтр нижних частот



широкополосного усилителя

налов резисторов R6, R11, R16, R21, R26. Уменьшение указанных резисторов приводит к уменьшению токов покоя и наоборот.

Во всех каскадах усилителя, кроме выходного, использованы реактивные межкаскадные корректирующие цепи третьего порядка [4], где в качестве одного из элементов корректирующей цепи используется реактивная составляющая входного импеданса транзистора [10].

Выходной каскад выполнен по схеме со сложением напряжений и обеспечивает сложение в нагрузке сигнальных напряжений, отдаваемых транзисторами VT8 и VT10 (см. раздел 2.3). 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.

Печатная плата (рис. 8.3) размером 180×80 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...2,5 мм.

На рис. 8.4 приведено расположение элементов на печатной плате усилителя. Пунктирными линиями на рис. 8.4 обозначены места металлизации торцов. Металлизация необходима для устранения

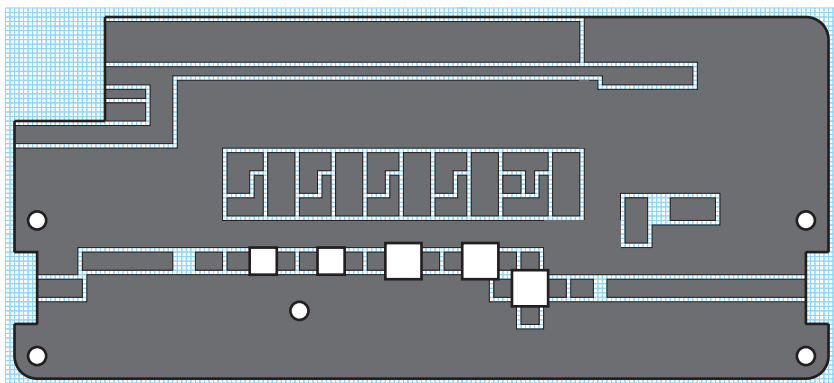


Рис. 8.3. Печатная плата широкополосного усилителя

паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Корпус усилителя выполнен из дюралюминия и при длительной его эксплуатации устанавливается на небольшой 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 стеклотекстолитовой пластиной (рис. 8.5).

В усилителе использованы безиндуктивные конденсаторы типа K10-42 в высокочастотном тракте и типа K10-17 и K50-29 в цепях фильтрации.

Настройка усилителя состоит из следующих этапов. Вначале с помощью резисторов R6, R11, R16, R21, R26 устанавливаются токи покоя транзисторов VT2, VT4, VT6, VT8, VT10. Для этого указанные резисторы поочередно заменяются потенциометрами, и по измерениям напряжений на резисторах R8, R13, R18, R22, R28 определяются требуемые токи покоя транзисторов VT2, VT4, VT6, VT8, VT10. Затем впаяются все элементы высокочастотного тракта за исключением конденсаторов C12, C17 и C22. Следует иметь в виду, что на рис. 8.2 элементы C3, C8 и C27 не указаны. Роль C3, C8 и C27 выполняют металлизированные площадки, к которым припаиваются базы транзисторов VT2, VT4, и полосок печатной платы, идущий к выходу усилителя.

При включении усилителя без конденсаторов C12, C17 и C22 его амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) в режиме малого сигнала будет равномерна до частот 400...500 МГц с дальнейшим медленным спадом, составляющим на частоте 800 МГц около 4...7 дБ.

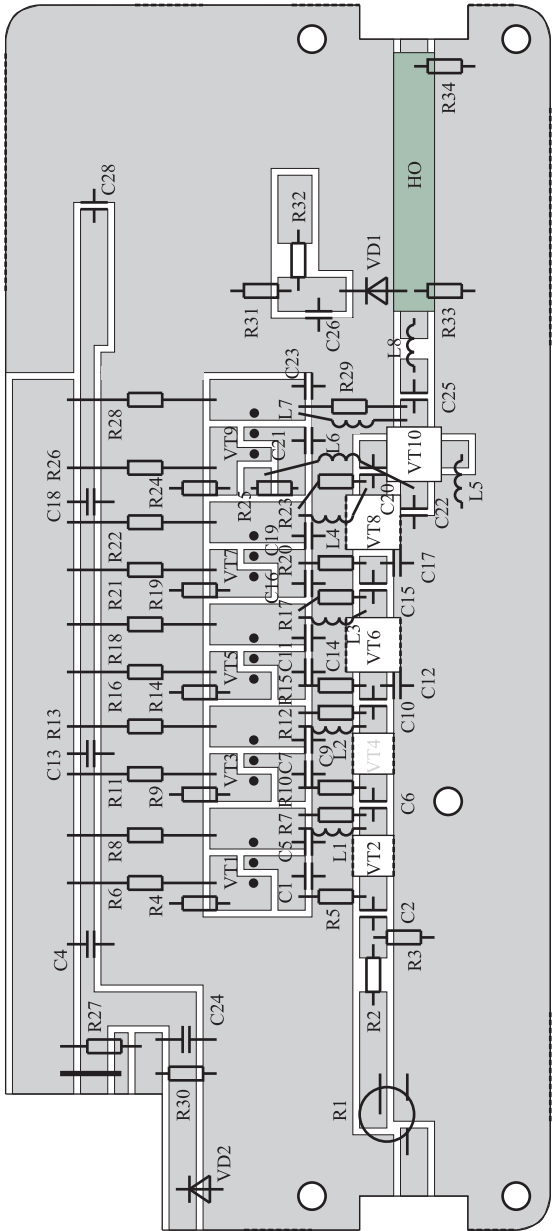


Рис. 8.4. Расположение элементов на печатной плате усилителя

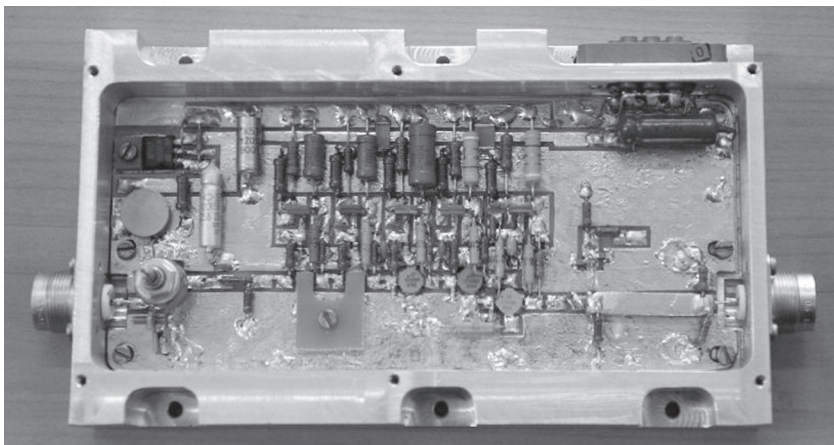


Рис. 8.5. Фотография широкополосного усилителя без крышки

Подключением конденсаторов С12, С17 следует выровнять АЧХ в области частот 500...800 МГц.

Теперь, переходя от режима малого сигнала к режиму ограничения выходных каскадов, следует с помощью варьирования емкости конденсатора С22 добиться максимизации выходной мощности усилителя в рабочем диапазоне частот.

Выходная ёмкость 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 С27, образующие совместно с выходной ёмкостью транзистора VT10 фильтр нижних частот. Поэтому с помощью варьирования в небольших пределах индуктивности L8 следует добиться выравнивания максимальной 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.

Ручная регулировка усиления реализована на потенциометре R1 и обеспечивает глубину регулирования 12 дБ в диапазоне 400...800 МГц с постепенным увеличением уровня регулирования до 30 дБ с понижением частоты регулируемого сигнала до 45 МГц.

Для индикации уровня выходной мощности усилителя на его выходе установлен направленный ответвитель (НО) падающей волны. Направленный ответвитель выполнен в виде отрезка стеклотек-

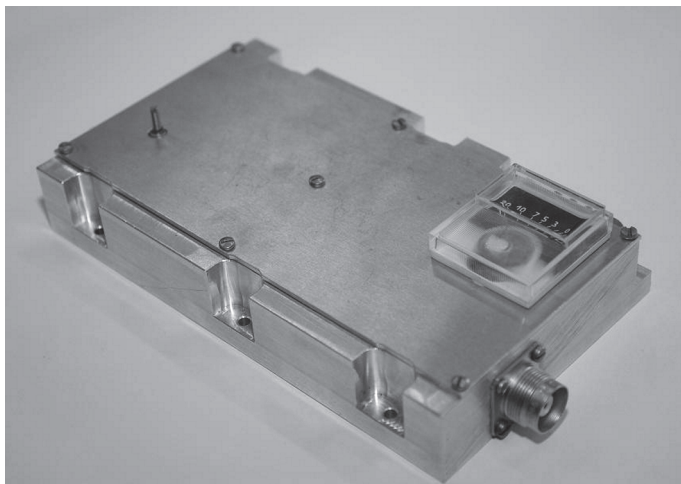


Рис. 8.6. Фотография широкополосного усилителя с крышкой

столила длиной около 4 см с односторонней металлизацией, помещенного над полоском длиной линии идущей к выходу усилителя. Совместно с детектором на диоде VD1 и стрелочным индикатором типа М4761-М1 направленный ответвитель позволяет в рабочем диапазоне частот с погрешностью 4...5 дБ контролировать уровень выходной мощности усилителя (рис. 8.6).

Технические характеристики усилителя:

максимальный уровень выходной мощности, Вт, не менее	... 2
рабочий диапазон частот, МГц	... 45...800
коэффициент усиления, дБ	... 35
неравномерность амплитудно-частотной характеристики, дБ	1
глубина регулировки усиления, дБ	... 12
напряжение питания, В	... 14...25
потребляемый ток, А	... 1,4
сопротивление генератора и нагрузки, Ом	... 75
габаритные размеры корпуса усилителя, мм	... 190×110×30

8.2. Реализация оптимального сопротивления нагрузки мощных широкополосных усилителей

При проектировании широкополосных (многооктавных) передатчиков средней и большой мощности одной из основных является задача максимального использования транзистора выходного каскада усилителя по выходной мощности, при его работе в режиме класса А. Оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора, на которое он отдает максимальную мощность, составляет единицы ом [9] и определяется двумя факторами. Первый — наличие остаточ-

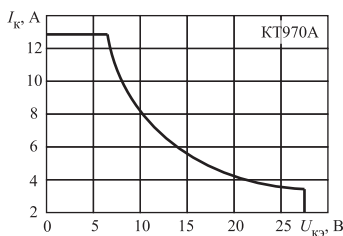


Рис. 8.7. Зависимость допустимого постоянного тока коллектора от напряжения коллектор-эмиттер

для транзистора КТ970А.

Из анализа указанных факторов следует, что для получения максимальной выходной мощности напряжение коллектор-эмиттер транзистора необходимо выбирать максимально большим. С учетом рекомендаций из [2] напряжение в рабочей точке транзистора следует выбирать из условия $U_{КЭ0} = 0,85 U_{КЭдоп}$, где $U_{КЭдоп}$ — максимально допустимое значение напряжения $U_{КЭ}$, определяемое графиком, приведенным на рис. 8.7. При выбранном значении $U_{КЭ0}$ ток в рабочей точке выбирается из соотношения: $I_{К0} = 0,85 I_{Кmax}$, где $I_{Кmax}$ — максимальное значение тока коллектора на графике (рис. 8.7), соответствующее выбранному значению $U_{КЭ0}$. Например, при выборе для транзистора КТ970А $U_{КЭ0} = 24$ В, $I_{Кmax} = 3,7$ А ток в рабочей точке $I_{К0} = 3,2$ А. В этом случае оптимальное сопротивление нагрузки для транзистора КТ970А $R_{нопт} = U_{КЭ0}/I_{К0} = 24/3,2 = 75$ Ом.

Для создания условий, при которых транзистор выходного каскада отдает максимальную мощность, между нагрузкой и выходным каскадом включается трансформатор сопротивлений, реализуемый, как правило, на ферритовых сердечниках и длинных линиях [2, 9]. Принципиальные схемы трансформаторов сопротивлений с коэффициентом трансформации 1:4 и 1:9 приведены на рис. 8.8, а и б соответственно, где окружностями обозначены ферритовые сердечники.

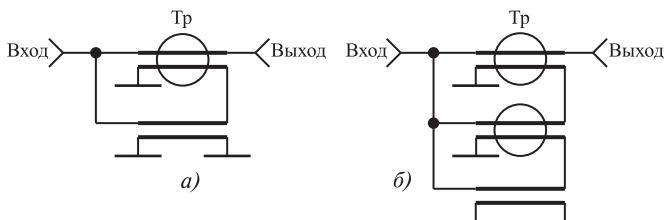


Рис. 8.8. Трансформаторы импедансов с коэффициентом трансформации сопротивления 1:4 и 1:9

ного напряжения $U_{ост}$ (см. рис. 6.3), которое растет пропорционально росту тока коллектора в точке пересечения линии критического режима с нагрузочной прямой по переменному току [9]. Второй — зависимость допустимого постоянного тока коллектора от напряжения коллектор-эмиттер, которая приведена в справочной литературе для большинства транзисторов [10]. На рис. 8.7 представлена указанная за-

Согласно [21, 87], при заданном значении нижней граничной частоты f_n полосы пропускания разрабатываемого усилителя требуемое число витков длинных линий, наматываемых на ферритовые сердечники трансформатора, определяется из соотношения

$$n_b = \sqrt{\frac{10^9 R_n d(N-1)}{16\mu\pi f_n S N^2}}, \quad (8.4)$$

где R_n — сопротивление нагрузки, Ом; d — диаметр ферритового сердечника, см; N — количество длинных линий трансформатора; μ — относительная магнитная проницаемость материала сердечника; f_n — нижняя граничная частота, Гц; S — площадь поперечного сечения сердечника, см².

Коэффициент перекрытия частотного диапазона трансформирующих и суммирующих устройств на ферритовых сердечниках и длинных линиях лежит в пределах $(2...8) \cdot 10^4$ [21, 87]. Поэтому, приняв коэффициент перекрытия равным $5 \cdot 10^4$, верхняя граничная частота f_b полосы пропускания трансформатора может быть определена из соотношения

$$f_b = 5 \cdot 10^4 f_n. \quad (8.5)$$

При расчетах трансформаторов импедансов по соотношениям (8.4) и (8.5) следует учитывать, что реализация f_b более 0,5...1 ГГц технически трудноосуществима из-за влияния паразитных параметров трансформаторов на его характеристики [2].

Требуемое волновое сопротивление длинных линий разрабатываемого трансформатора рассчитывается по формуле $\rho_n = R_n/N$. Методика изготовления длинных линий с заданным волновым сопротивлением описана в [4]. Входное сопротивление трансформатора, разработанного с использованием соотношений (8.4)–(8.5), $R_{вх} = R_n/N^2$.

На рис. 8.9 приведена принципиальная схема широкополосного усилителя мощности, в котором использован трансформатор сопротивлений на длинных линиях с коэффициентом трансформации 1:4.

Усилитель содержит четыре каскада усиления на транзисторах VT4, VT7, VT9, VT12; трансформатор сопротивлений Тр1 с коэффициентом трансформации 1:4; широкополосный датчик падающей и отраженной волны на трансформаторах Тр2, Тр3 и диодах VD7, VD8; схему управления током потребления выходного и предоконечного каскадов на транзисторах VT8, VT10, VT14 и резисторах R34, R35; управляемый стабилизатор напряжения на транзисторах VT1, VT2, и микросхеме DA1; схему защиты от рассогласования по

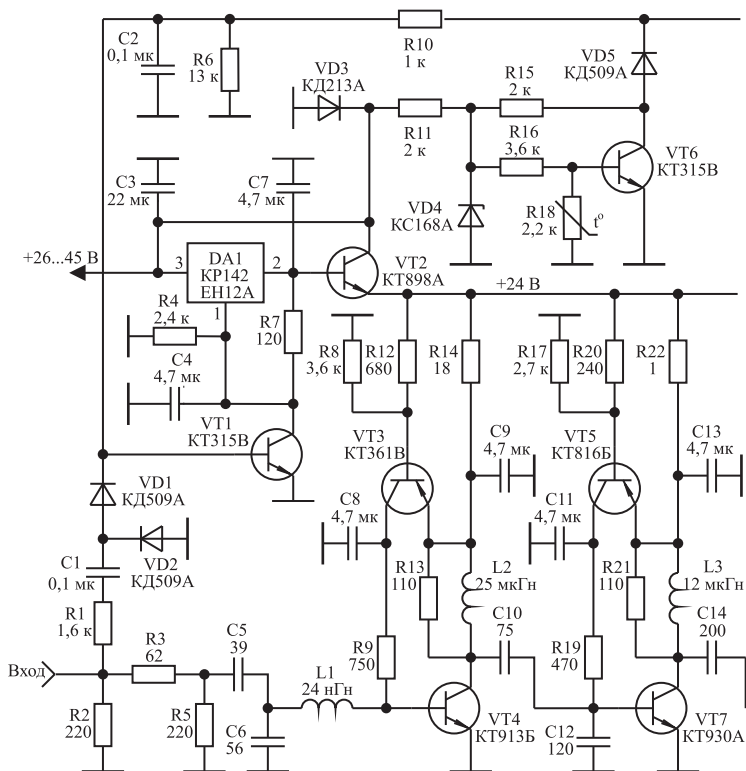
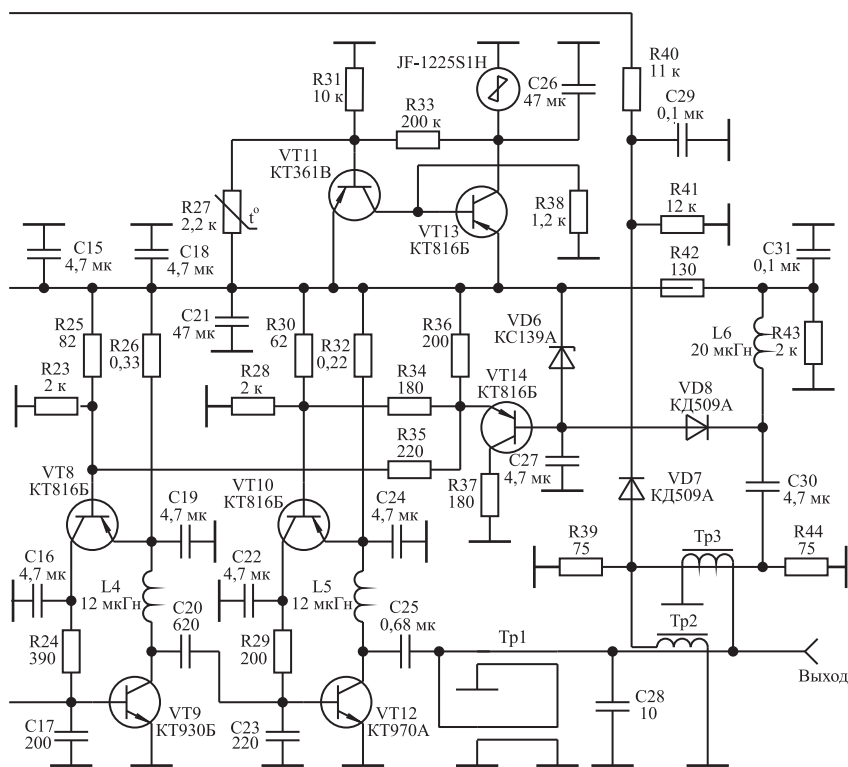


Рис. 8.9. Принципиальная схема

выходу, включающую в себя широкополосный датчик падающей и отраженной волны и управляемый стабилизатор напряжения; схему защиты от перегрузки по входу на диодах VD1, VD2; термозащиту на транзисторе VT6 и терморезисторе R18; блок управления вентилятором охлаждения на транзисторах VT11, VT13 и терморезисторе R27.

Первые два каскада усиления работают в режиме с фиксированной рабочей точкой, с токами покоя транзисторов VT4, VT7 равными 0,2 А и 0,5 А соответственно. Стабилизация токов покоя каскадов достигается благодаря использованию активной коллекторной термостабилизации (см. раздел 1.1). Требуемые токи покоя устанавливаются подбором номиналов резисторов R12 и R20.

Выходной и предоконечный каскады усилителя работают в режиме с автоматической регулировкой потребляемого тока (см. раздел 6). Начальные токи потребления транзисторов VT9, VT12, равные 0,5 А и 0,7 А, устанавливаются подбором номиналов резисторов



широкополосного усилителя мощности

R25 и R30. Максимальные значения токов потребления каждого из каскадов определяются в процессе настройки усилителя на максимальную мощность и устанавливаются подбором номиналов резисторов R34, R35. В [53] показано, что линейность амплитудной характеристики усилителя с автоматической регулировкой потребляемого тока зависит от выбора области регулирования потребляемого тока и может быть значительно выше линейности усилителя с фиксированной рабочей точкой. Поэтому в процессе настройки начальные токи потребления транзисторов VT9, VT12 могут быть изменены.

Во всех каскадах усилителя использованы реактивные межкаскадные корректирующие цепи третьего порядка [70], где в качестве одного из элементов корректирующей цепи используется индуктивная составляющая входного импеданса транзистора.

Оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора, на которое он отдает максимальную мощность, составляет единицы ом [9]. Поэтому между выходным каскадом и нагрузкой усилителя

включен трансформатор импедансов Тр1 с коэффициентом трансформации 1:4, выполненный на длинных линиях [87] с волновым сопротивлением 37 Ом и длиной 18 см.

Методика изготовления длинных линий с заданным волновым сопротивлением заключается в следующем. Длинные линии трансформатора изготавливаются из двух либо четырех изолированных медных скрученных проводов диаметром 0,2...0,8 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 сантиметр длины линии должно приходиться около 4...6 скруток. В случае использования четырехпроводной линии концы близлежащих проводов либо концы противоположных 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.

Управление работой системы автоматической регулировкой потребляемого тока и схемы защиты от рассогласования по выходу осуществляется сигналами с выходов широкополосного датчика падающей и отраженной волны, подробное описание и методика изготовления которого приведены в [88].

Датчик содержит детектор отраженной волны на диоде VD7, детектор падающей волны на диоде VD8 и широкополосный направленный ответвитель, состоящий из второго Тр2 и третьего Тр3 трансформаторов и резисторов R39 и R44.

Трансформаторы Тр2 и Тр3 выполнены на ферритовых кольцах ФМ20ВН-3 (типоразмер K20×10×5). Первичными обмотками трансформаторов являются полосковые линии передачи, проходящие сквозь ферритовые кольца. Вторичные обмотки трансформаторов выполнены в виде шести витков изолированного медного провода диаметром 0,6 мм, намотанного на ферритовые кольца.

Работа системы автоматической регулировки потребляемого тока заключается в следующем. С помощью резистора R42 напряжение на эмиттере транзистора VT14 устанавливается равным напряжением на базах транзисторов VT8 и VT10. В этом случае при отсутствии выходного сигнала начальные токи потребления транзисторов VT9, VT12 не будут зависеть от номиналов резисторов R34,

R35. При появлении сигнала на выходе усилителя на выходе детектора падающей волны широкополосного датчика, реализованного на диоде VD8, появляется отрицательное напряжение, уменьшающее напряжение на конденсаторе C27 и соответственно на базе транзистора VT14. Это уменьшение пропорционально выходной мощности, отдаваемой транзистором VT12 в нагрузку, и не зависит от сопротивления нагрузки. Напряжение на эмиттере VT14 также уменьшается, приводя к увеличению токов потребления транзисторов VT9, VT12. Для ограничения области регулирования потребляемого тока заданным верхним пределом в схему введен стабилитрон VD6, ограничивающий неконтролируемое уменьшение напряжения на эмиттере транзистора VT14.

Для защиты усилителя от холостого хода и короткого замыкания нагрузки сигнал управления с выхода детектора отраженной волны широкополосного датчика, реализованного на диоде VD7, подается на базу транзистора VT1, которая является управляющим входом стабилизатора напряжения. При заданном уровне рассогласования нагрузки с выходным сопротивлением ШУМ транзистор VT1 открывается, что приводит к уменьшению напряжения на первой ножке микросхемы DA1. Вследствие этого напряжение питания усилителя уменьшается, уменьшая его коэффициенты усиления. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя будет падать пропорционально росту KCBH нагрузки.

Схема защиты от перегрузки по входу на диодах VD1 и VD2 обеспечивает снижение напряжения питания усилителя до 1...2 В при подаче на его вход сигналов с амплитудой больше номинального значения.

На входе усилителя включен аттенюатор на резисторах R2, R3 и R5, обеспечивающий согласование входа усилителя с сопротивлением генератора усиливаемых сигналов.

Управляемый стабилизатор напряжения на транзисторах VT1, VT2 и микросхеме DA1 формирует стабильное напряжение питания усилителя равное 24 В при изменении напряжения источника питания в пределах 26...45 В. Установка напряжения питания усилителя на заданное значение осуществляется резистором R7.

Схема термозащиты, при ее срабатывании, создает управляющее напряжение, вводящее транзистор VT1 в насыщение, и снижение напряжения питания усилителя до 1...2 В. Терморезистор схемы термозащиты R18 приклеивается к корпусу усилителя эпоксидным клеем. С увеличением температуры корпуса сопротивление терморезистора падает, что приводит к запиранию транзистора VT6 и

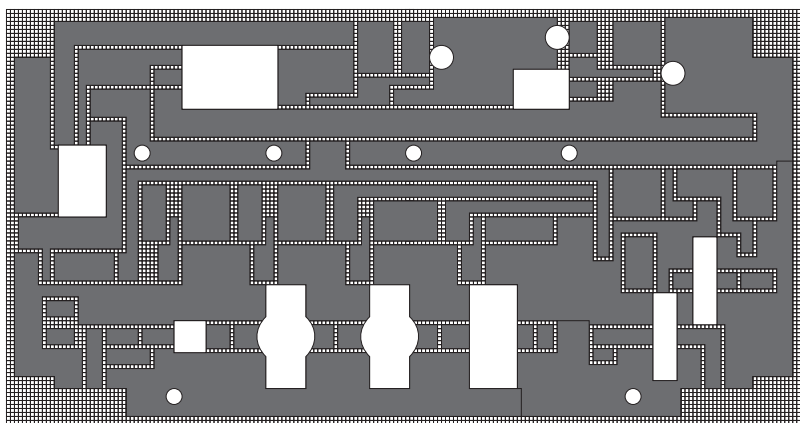


Рис. 8.10. Чертеж печатной платы широкополосного усилителя мощности

подаче напряжения с его коллектора на управляющий вход стабилизатора напряжения.

Блок управления вентилятором JF-1225S1H устанавливается на требуемую температуру срабатывания соответствующим выбором номинала резистора R31. Блок содержит цепь положительной обратной связи в виде резистора R33, которая устраняет переходные процессы при включении и выключении вентилятора.

Диод VD3 предназначен для защиты транзисторов усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения источника питания.

Печатная плата усилителя (рис. 8.10) размером 195×100 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм. Для удобства изготовления печатной платы на рис. 8.10 приведена миллиметровая сетка.

На рис. 8.11 приведен чертеж основания усилителя, которое при эксплуатации усилителя необходимо устанавливать на радиатор, обдуваемый вентилятором, для чего по краям основания высверлены отверстия диаметром 4,2 мм.

На рис. 8.12 показано расположение элементов усилителя, где пунктирной линией обозначены места металлизации торцов печатной платы, что необходимо для устранения паразитных резонансов и заземления нужных её участков.

На рис. 8.13 приведена фотография внешнего вида усилителя.

Настройка усилителя состоит из следующих этапов.

Перед настройкой усилителя для устранения влияния системы автоматической регулировки потребляемого тока и схем защит на его работу следует удалить из схемы элементы R1, VD5, R40, C30.

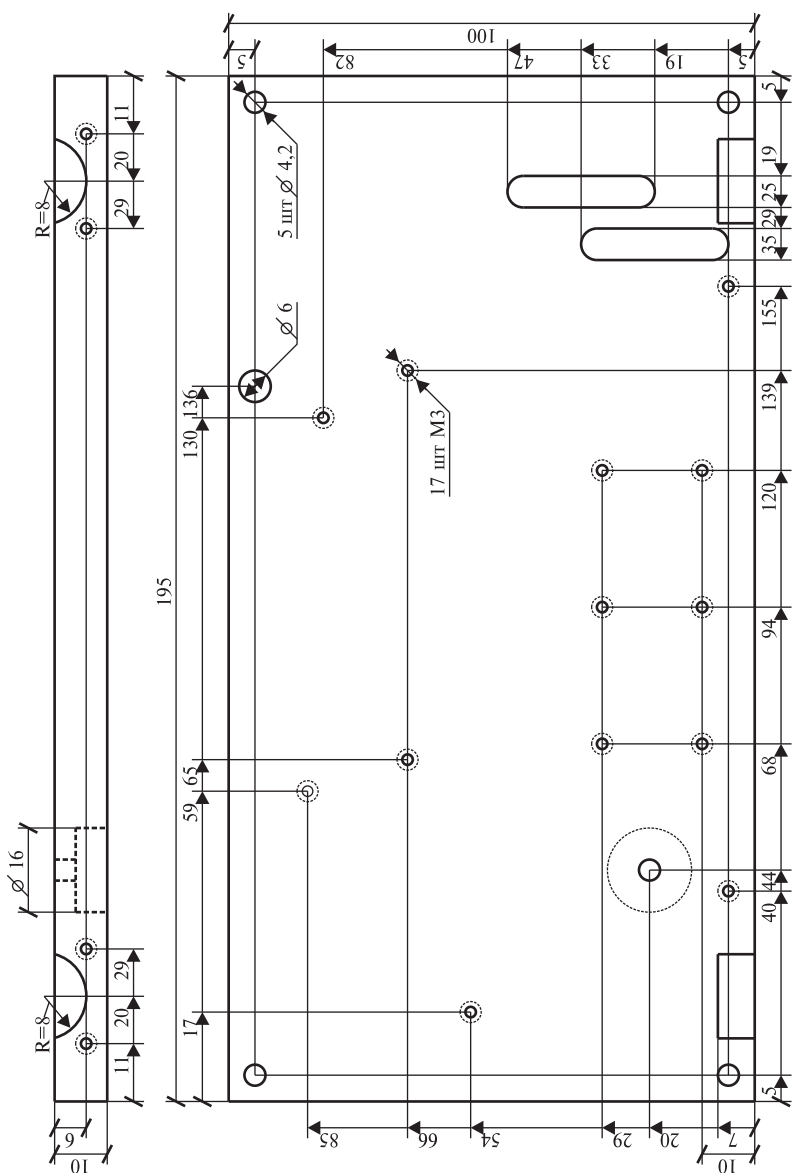


Рис. 8.11. Чертеж основания усилителя

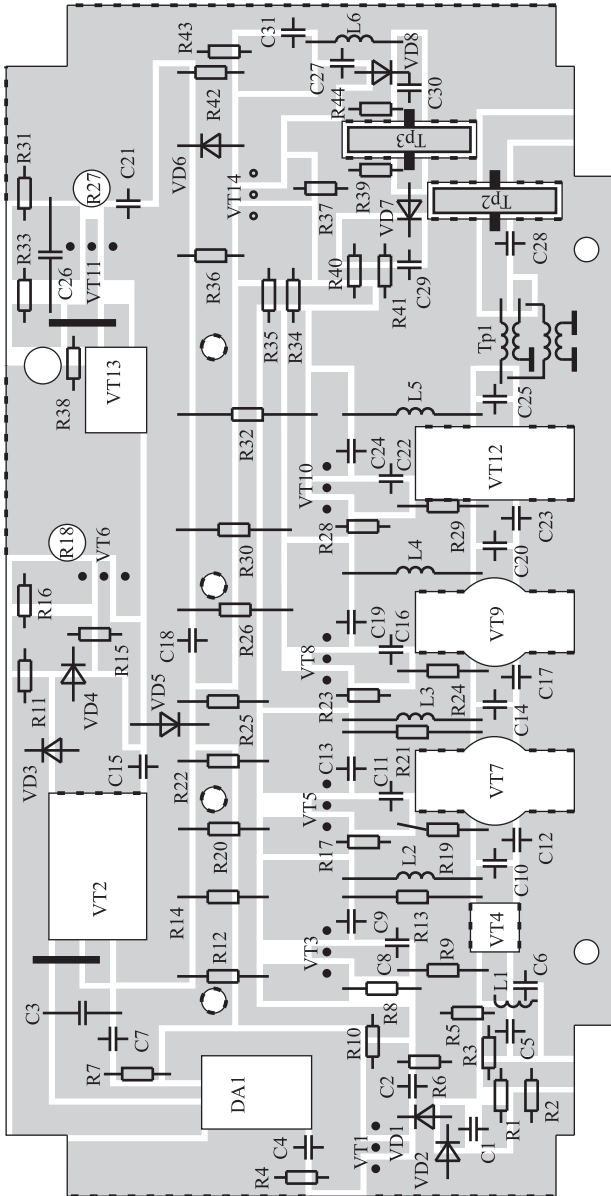


Рис. 8.12. Расположение элементов усилителя

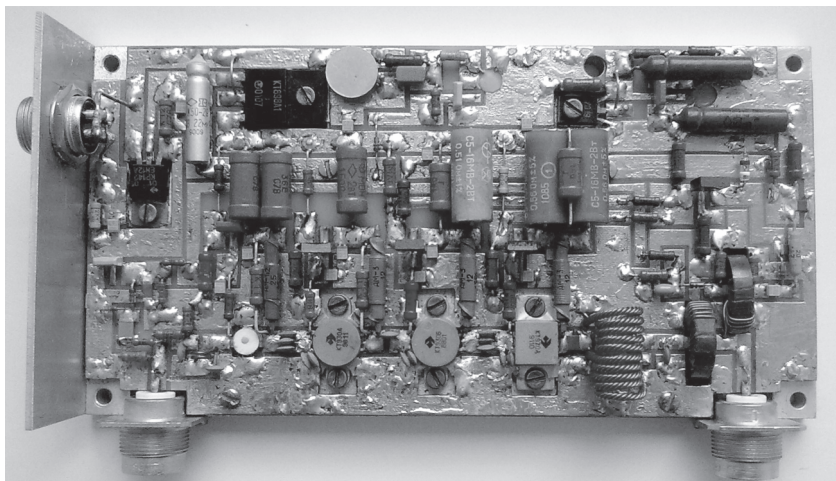


Рис. 8.13. Фотография широкополосного усилителя мощности

Вначале производится покаскадная настройка амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) усилителя. Для этого с помощью резисторов R12, R20, R25, R30 устанавливаются токи покоя транзисторов VT4, VT7, VT9, VT12. Затем в качестве нагрузки транзистора VT4 через разделительный конденсатор подключается резистор сопротивлением 75 Ом. Подбором ёмкости конденсатора C5 достигается равномерная АЧХ каскада в области нижних и средних частот полосы пропускания. Подбором ёмкости конденсатора C6 достигается выравнивание АЧХ в области верхних частот полосы пропускания. Если этого не удастся достичь, следует уменьшить ёмкость конденсатора C5. Далее к первому каскаду подключается второй, и процесс настройки повторяется.

После формирования АЧХ усилителя в режиме малого сигнала с помощью резистора R42 на эмиттере транзистора VT14 устанавливается минимальное напряжение, ограниченное стабилитроном VD6. В качестве R34, R35 впаиваются переменные резисторы, и с их помощью определяются токи потребления транзисторов VT9 и VT12, при которых усилитель отдаёт в нагрузку максимальную мощность в заданной полосе частот. Для транзисторов VT9 и VT12 эти токи ориентировочно равны 2,5 А и 3,5 А. Теперь с помощью резистора R42 на эмиттере транзистора VT14 устанавливается напряжение, равное напряжению на базах транзисторов VT8 и VT10. После этого переменные резисторы заменяются на постоянные R34 и R35 с сопротивлениями, равными сопротивлениям переменных резисторов.

После установки в схему конденсатора С30 следует определить зависимость токов, потребляемых транзисторами VT9 и VT12, от уровня выходной мощности. Если на выходе детектора падающей волны широкополосного датчика уровень сигнала больше требуемого значения, то токи транзисторов VT9 и VT12 достигнут значений 2,5 А и 3,5 А при выходной мощности меньше максимальной величины. В этом случае следует увеличить напряжение стабилизации стабилитрона VD6 и повторить процесс настройки. И, наоборот, при малом сигнале на выходе детектора падающей волны широкополосного датчика следует уменьшить напряжение стабилизации стабилитрона VD6.

Теперь вводя и изменяя сопротивление резистора R1, необходимо так настроить схему защиты от перегрузки по входу, чтобы при превышении входным сигналом значения, соответствующего выходной мощности 20 Вт, сигнал на выходе усилителя пропадал.

Далее при уровне выходного сигнала 20 Вт параллельно стандартной нагрузке 75 Ом периодически подключается двухваттный резистор сопротивлением 75 Ом и с помощью изменения номинала резистора R40 устанавливается порог срабатывания схемы защиты от рассогласования по выходу. В случае правильного выбора резистора R40 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 3...6 раз.

Настройка схемы термозащиты сводится к впаиванию диода VD5 и установке термозащиты на заданную температуру срабатывания с помощью подбора сопротивления резистора R16.

Технические характеристики усилителя:

полоса рабочих частот, МГц	10...240
максимальный уровень выходной мощности, Вт, не менее ...	20
неравномерность амплитудно-частотной характеристики, дБ $\pm 1,5$	
коэффициент усиления, дБ	34
сопротивление генератора и нагрузки, Ом	75
потребляемый ток в режиме молчания, А	1,9
максимальное значение потребляемого тока, А	6,7
напряжение питания, В	26...45
габаритные размеры корпуса усилителя, мм	195×100×40

8.3. Реализация оптимального сопротивления нагрузки мощных полосовых усилителей

В разделе 1.2 показано, что при работе в режиме с отсечкой коллекторного тока оптимальное сопротивление нагрузки мощного

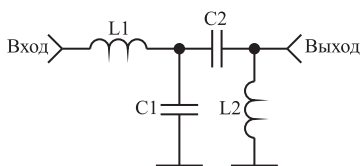


Рис. 8.14. Трансформатор импедансов в виде полосового фильтра с катушкой индуктивности на входе

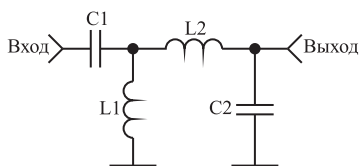


Рис. 8.15. Трансформатор импедансов в виде полосового фильтра с конденсатором на входе

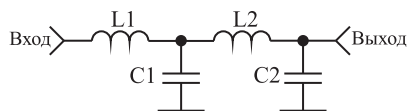


Рис. 8.16. Трансформатор импедансов в виде фильтра нижних частот

транзистора, на которое он отдает максимальную мощность, определяется выражением (1.9) и составляет единицы ом. Мощные полосовые усилители радиопередающих устройств работают, как правило, на стандартное сопротивление антенно-фидерного тракта. В этом случае между транзистором выходного каскада усилителя и его выходом включается трансформатор импедансов, выполненный в виде полосовых фильтров либо в виде фильтров нижних частот [2, 47].

Наибольшее применение получили трансформаторы импедансов в виде полосового фильтра с катушкой индуктивности на входе [89] (рис. 8.14), в виде полосового фильтра с конденсатором на входе [90] (рис. 8.15), в виде фильтра нижних частот [91] (рис. 8.16).

При заданном сопротивлении нагрузки R_n и рассчитанном по выражению (1.9) оптимальном сопротивлении нагрузки $R_{\text{опт}}$ мощного транзистора, на которое он отдает максимальную мощность, требуемый коэффициент трансформации трансформатора импедансов определяется из соотношения

$$K_{\text{тр}} = R_n / R_{\text{опт}}. \quad (8.6)$$

В табл. 8.2 приведены взятые из [89] нормированные значения элементов $L1$, $C1$, $C2$, $L2$ трансформатора импедансов (см. рис. 8.14).

Элементы $L1$, $C1$, $C2$, $L2$ нормированы относительно центральной круговой частоты полосы рабочих частот трансформатора ω_0 , сопротивления антенно-волноводного тракта R_n для коэффициента трансформации $K_{\text{тр}}$, лежащего в пределах 4...20 и относительной полосы рабочих частот W равной 1,3...3. Под относительной полосой W понимается отношение f_v/f_n , где f_v , f_n — верхняя и нижняя граничные частоты полосы рабочих частот трансформатора.

В табл. 8.3 приведены взятые из [90] нормированные значения элементов $C1$, $L1$, $L2$, $C2$, трансформатора импедансов (рис. 8.15).

Таблица 8.2

Нормированные значения элементов трансформатора импедансов
в виде полосового фильтра с катушкой индуктивности на входе

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

В табл. 8.4 приведены взятые из [91] нормированные значения элементов L_1 , C_1 , L_2 , C_2 , трансформатора импедансов (рис. 8.16). Относительная полоса рабочих частот этого трансформатора ограничена неравенством $W \leq 2$ [91]. Поэтому в табл. 8.3 нормированные значения элементов L_1 , C_1 , L_2 , C_2 приведены для области изменения $W = 1,3...2$.

Истинные значения элементов трансформаторов импедансов рассчитываются по формулам:

$$C_i = C_{iн}/(R_n \omega_0); \quad L_i = L_{iн} R_n / \omega_0; \quad (8.7)$$

В качестве примера рассчитаем трансформатор импедансов в виде фильтра нижних частот (см. рис. 8.16), предназначенного для работы в передатчике с сопротивлением антенно-волноводного тракта $R_n = 75$ Ом при условиях: в выходном каскаде передатчика используется транзистор КТ930Б; $W = 1,3$; центральная рабочая частота передатчика равна 436 МГц.

По справочным данным транзистора КТ930Б [10] и выражению (1.9) определим: $R_{опт} = 5,2$ Ом. Требуемый коэффициент трансформации $K_{тр} = R_n / R_{опт} = 14,5$. В табл. 8.4 ближайшее значение $K_{тр}$

Таблица 8.3

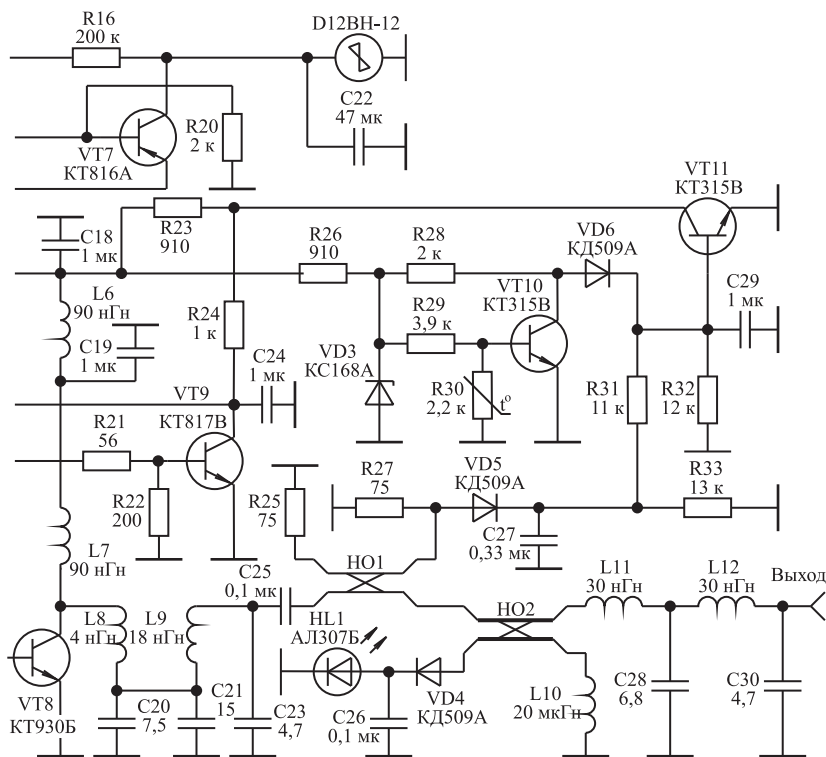
Нормированные значения элементов трансформатора импедансов
в виде полосового фильтра с конденсатором на входе

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

= 15. Для $K_{тр} = 15$ и $W = 1,3$ из табл. 8.4 найдем: $L_{1н} = 0,1601$; $C_{1н} = 6,8291$; $L_{2н} = 1,4189$; $C_{2н} = 0,6211$. Центральная круговая частота полосы рабочих частот рассчитываемого трансформатора $\omega_0 = 2\pi \cdot 436 \cdot 10^6 = 2,74 \cdot 10^9$. Денормируя значения элементов трансформатора, по (8.7) получим: $L_1 = L_{1н}R_n/\omega_0 = 4,4$ нГн; $L_2 = 38$ нГн; $C_1 = C_{1н}/(R_n\omega_0) = 33$ пФ; $C_2 = 3$ пФ.

На рис. 8.17 приведена принципиальная схема полосового усилителя мощности, в котором использован рассчитанный трансформатор импедансов [92]. На рис. 8.18 представлен чертеж печатной платы усилителя, на рис. 8.19 показано расположение элементов, на рис. 8.20 дан чертеж основания усилителя, на рис. 8.21 приведена фотография внешнего вида усилителя.

Усилитель содержит три каскада усиления; стабилизатор напряжения питания усилительных каскадов; стабилизатор напряжения базового смещения; трансформатор сопротивлений; два направленных ответвителя (НО); фильтр нижних частот; схемы защиты от перегрузки по входу и от рассогласования по выходу; термозащиту; блок управления вентилятором; стабилизатор блока управления вентилятором.



полосового усилителя мощности

ной связи R16 на его базу подается уменьшающееся напряжение, что способствует лавинообразному открыванию транзистора VT7. При использовании вентилятора с рабочим напряжением +24 В микросхема DA2 может быть удалена из схемы усилителя, а питание блока управления вентилятором осуществлено от шины питания усилительных каскадов.

Стабилизатор напряжения базового смещения на транзисторах VT6, VT9 (см. раздел 1.2) используется для стабилизации угла отсечки транзисторов тракта усиления VT3, VT4 и VT8 при изменении уровня усиливаемого сигнала и температуры основания усилителя, на котором крепятся эти транзисторы. Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора R22. При отсутствии указанного резистора коллекторные токи каждого из транзисторов VT3, VT4 и VT8 составляют 10...40 мА. При подключении R22 напряжение на базе транзистора VT9 уменьшается и его выходное сопротивление по постоянному току растет, что приводит к

Таблица 8.4

Нормированные значения элементов трансформатора импедансов
в виде фильтра нижних частот

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

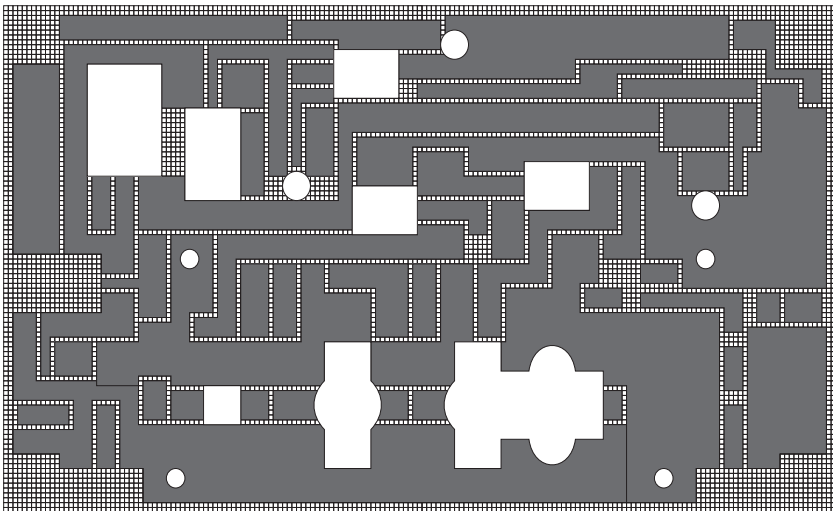


Рис. 8.18. Чертеж печатной платы усилителя

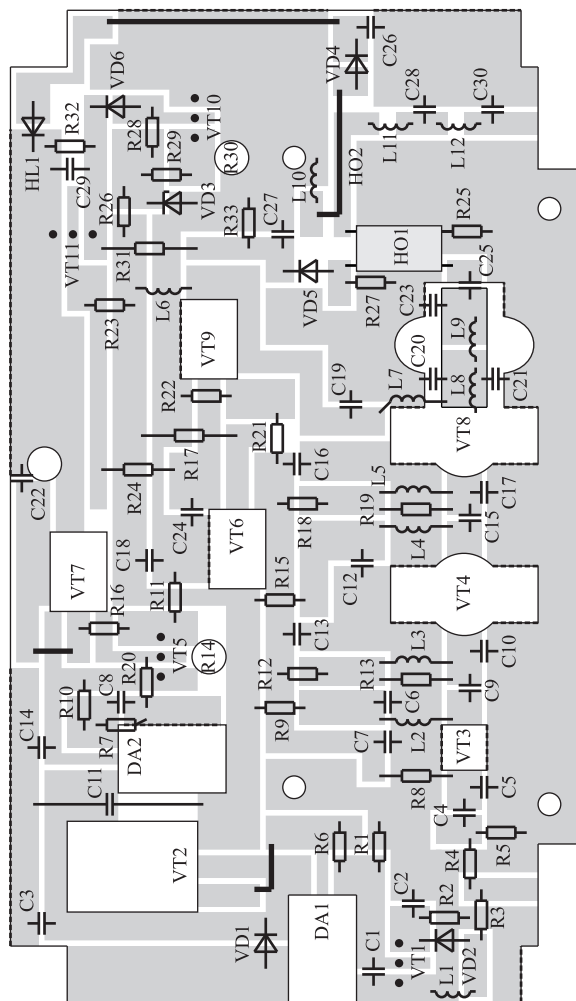


Рис. 8.19. Расположение элементов усилителя

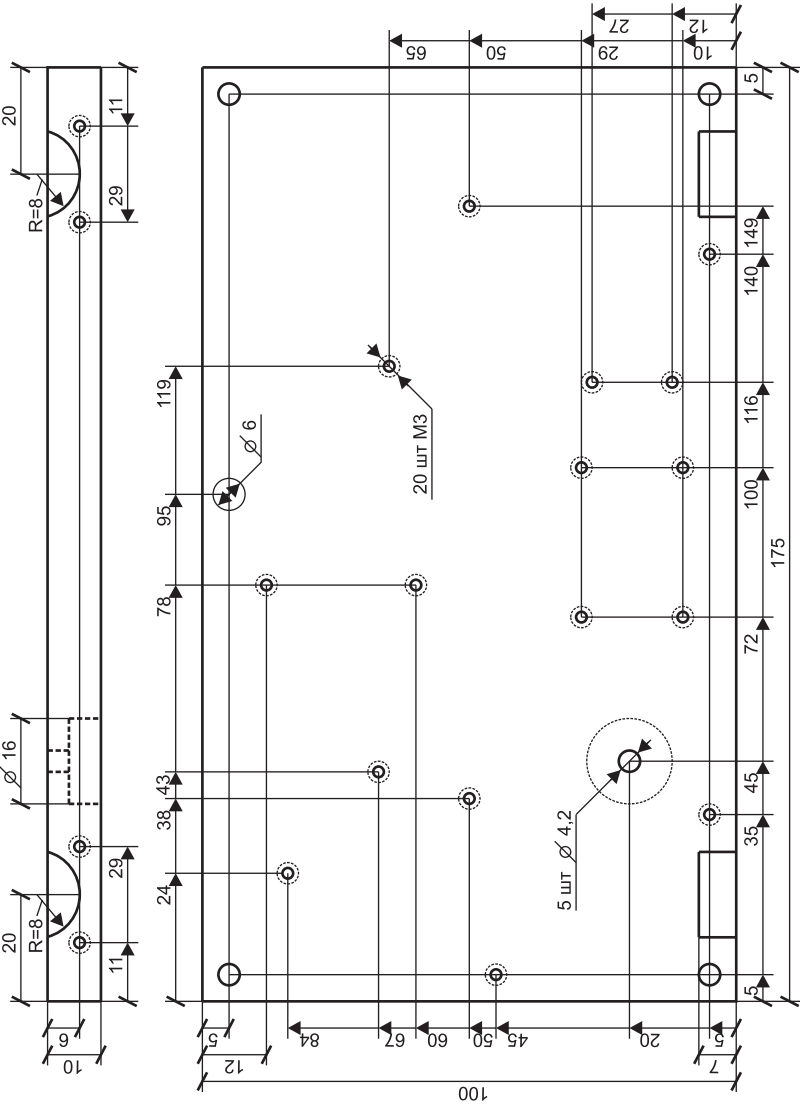


Рис. 8.20. Чертеж основания усилителя

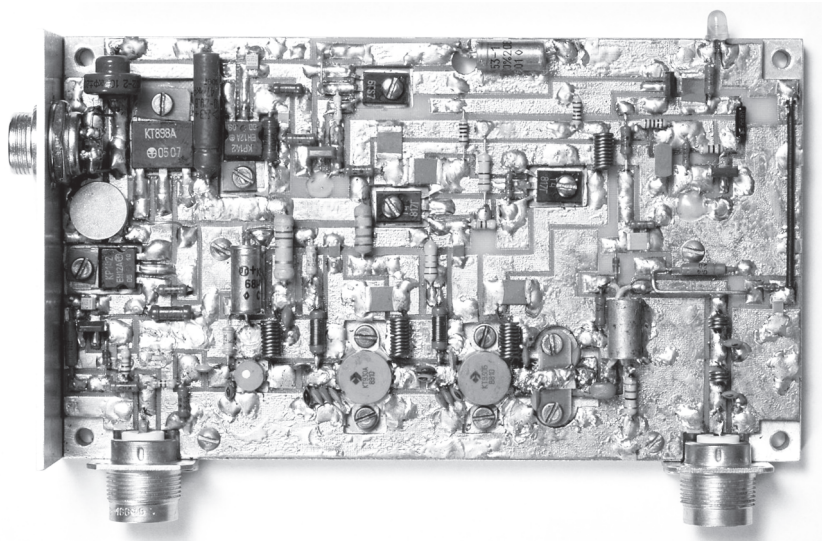


Рис. 8.21. Фотография усилителя

увеличению напряжения на базе транзистора VT6. Это обуславливает увеличение смещения на базах транзисторов VT3, VT4 и VT8 и их коллекторных токов.

Стабилизатор напряжения базового смещения используется также в качестве элемента управления коэффициентом усиления усилителя. При срабатывании термозащиты и защиты от рассогласования по выходу происходит открывание транзистора VT11 и уменьшение, в соответствии с этим, напряжения смещения на базе транзистора VT6 стабилизатора напряжения базового смещения. Угол отсечки транзисторов VT3, VT4 и VT8 в этом случае уменьшается, уменьшая тем самым коэффициент усиления усилителя. В случае полного открывания транзистора VT11 напряжение базового смещения оказывается равным нулю и коэффициент усиления усилителя уменьшается до 1...3 дБ.

Схема защиты усилителя от перегрузки по входу собрана на диоде VD2 и транзисторе VT1. При подаче на вход усилителя сигналов с амплитудой больше номинального значения детектор на диоде VD2 открывает транзистор VT1, что приводит к заземлению первой ножки микросхемы DA1 и падению напряжения питания усилительных каскадов до 1...2 В. Порог срабатывания защиты по входу устанавливается выбором номинала резистора R3.

Схема защиты от рассогласования по выходу состоит из направленного ответвителя HO1 и детектора на диоде VD5. С увеличением

рассогласования нагрузки усилителя с его выходным сопротивлением напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны направленного ответвителя НО1, увеличивается, т. е. на вход детектора на диоде VD5 подается напряжение, пропорциональное напряжению, отраженному от нагрузки усилителя. Это напряжение детектируется и, открывая транзистор VT11, приводит к уменьшению коэффициента усиления усилителя. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя падает пропорционально росту рассогласования нагрузки. Направленный ответвитель НО1 выполнен из двух проводов марки МГТФ1×0,35 длиной 25 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор диаметром 4 мм и длиной 14 мм, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В рабочем диапазоне частот усилителя переходное затухание НО1 равно 25...30 дБ. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования усилителя по выходу устанавливается выбором резистора R31.

Схема термозащиты выполнена на транзисторе VT10. Терморезистор схемы термозащиты R30 приклеивается к корпусу усилителя эпоксидным клеем. С увеличением температуры корпуса сопротивление терморезистора падает, что приводит к запираанию транзистора VT10 и открыванию транзистора VT11. Установка термозащиты на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью подбора номинала резистора R29. Диод VD1 предназначен для защиты транзисторов усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения источника питания усилителя.

Для подавления высших гармонических составляющих в спектре выходного сигнала на выходе усилителя установлен чебышевский фильтр нижних частот четвертого порядка [93], состоящий из элементов L11, C28, L12, C30.

Направленный ответвитель НО2 выполнен в виде отрезка провода диаметром 0,5...1 мм и длиной около 20 мм, который расположен на расстоянии 5...8 мм над полоском длинной линии, идущей от НО1 к выходу усилителя. Загорание светодиода HL1 свидетельствует о работе усилителя в штатном режиме.

В усилителе использованы полосовые межкаскадные корректирующие цепи третьего порядка, обладающие простотой конструктивной реализации и настройки [94].

Сопротивление нагрузки мощного транзистора, на которое он отдает максимальную мощность, составляет единицы ом. Поэтому на выходе транзистора VT8 включен трансформатор импедансов с коэффициентом трансформации 1:15, выполненный в виде фильт-

ра нижних частот четвертого порядка, состоящий из элементов L8, C20, C21, L9, C23 и рассчитанный выше в примере данного раздела. Несоответствие элементов L8, C20, C21, L9, C23 трансформатора импедансов в схеме, приведенной на рис. 8.17, значениям элементов трансформатора, рассчитанным в примере, обусловлено следующим. Между нагрузкой усилителя и трансформатором импедансов включена цепь, состоящая из элементов C25, HO1, HO2, L11, C28, L12, C30, которая имеет неконтролируемое входное сопротивление. Настройка усилителя на максимальную выходную мощность осуществляется с помощью варьирования номиналами элементов трансформатора импедансов, что автоматически учитывает наличие указанного неконтролируемого входного сопротивления.

Настройка усилителя состоит из следующих этапов.

С помощью резистора R6 напряжение питания усилительных каскадов устанавливается равным 24 В и производится настройка входного каскада на транзисторе VT3. Для этого на его выход через разделительный конденсатор подключается нагрузка 75 Ом, резистор R9 заменяется двухваттным резистором сопротивлением 10 Ом и с помощью резистора R22 ток покоя транзистора VT3 устанавливается 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 C4, C5 и входной индуктивности транзистора VT3, и сводится к следующему. 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, чем больше номинал конденсатора C5, тем меньше центральная рабочая частота каскада. Настройка каскадов на транзисторах VT4 и VT8 производится аналогично и сводится к подбору конденсаторов C9, C10 и C15, C17. Надо только не забыть перед началом настройки заменить резистор R15 и катушку индуктивности L6 на двухваттные резисторы сопротивлением 10 Ом. При настройке каскада на транзисторе VT8 нагрузка подключается не к коллектору транзистора, а к выходу усилителя.

Индуктивности выводов конденсаторов C5, C10, C17, C20, C21 приводят к значительному ухудшению характеристик усилителя. В то же время безындуктивные конденсаторы типа К10-42 не допускают перепайки. Поэтому конденсаторы C10, C17 реализованы

в виде параллельного соединения нескольких дисковых керамических конденсаторов примерно одинакового номинала с минимально короткими ножками.

После формирования амплитудно-частотной характеристики усилителя, которое ведется в режиме малого сигнала, резистор R22 выпаивается из схемы и на вход усилителя подается амплитудно-модулированный сигнал. Постепенно увеличивая амплитуду подаваемого сигнала, следует убедиться в отсутствии самовозбуждения усилителя при различных уровнях входного воздействия. Чаще всего возбуждение обусловлено выбором больших значений конденсаторов C4, C9 и C15, когда в диапазоне 10...50 МГц появляется второй пик усиления. Причиной самовозбуждения может быть и выбор индуктивности L8 в 2÷3 раза больше расчетного значения.

При отсутствии возбуждения усилителя резисторы сопротивлением 10 Ом в коллекторных цепях транзисторов VT3, VT4 и VT8 заменяются резисторами R9, R15 и индуктивностью L6 соответственно и осуществляется измерение максимальной величины выходной мощности настраиваемого усилителя. Варьируя в небольших пределах величинами элементов L8 и C21 трансформатора сопротивлений можно дополнительно подстроить усилитель на максимум отдаваемой мощности. Практически это осуществляется с помощью изменения точки подключения конденсатора C21 к полоске луженой фольги шириной 6 мм, играющей роль индуктивностей L8 и L9. Полоска фольги припаяна к металлизированным площадкам керамической подложки имеющей размеры 19×9 мм, которая стоит на выходе транзистора VT8, что видно на фотографии (рис. 8.21). Подложка прижимается к основанию стеклотекстолитовой пластиной. Нижняя часть подложки перед установкой смазывается теплопроводящей пастой. Это необходимо для устранения перегрева элементов трансформатора. Если настроить усилитель на максимум выходной мощности 58...60 Вт, который будет приходиться на частоты 435...437 МГц, то на краях рабочего диапазона, т. е. на частотах 430 МГц и 442 МГц, выходная мощность будет составлять примерно 42...45 Вт.

Линеаризация начального участка амплитудной характеристики усилителя достигается соответствующим выбором резистора R22, которая производится после настройки усилителя на максимальную выходную мощность.

При работе на стандартную нагрузку 75 Ом и уровне выходного сигнала 55... 60 Вт на выходе детектора, выполненного на диоде VD5, напряжение должно быть не более 0,1...0,2 В. В против-

ном случае следует так подобрать балластное сопротивление R25 направленного ответвителя НО1, чтобы это напряжение было минимальным. Далее при неизменном уровне выходного сигнала параллельно стандартной нагрузке 75 Ом периодически подключается двухваттный резистор сопротивлением 75 Ом и с помощью изменения номинала резистора R31 устанавливается порог срабатывания схемы защиты от холостого хода и короткого замыкания нагрузки. В случае правильного выбора резистора R31 подключение дополнительного двухваттного резистора сопротивлением 75 Ом к выходу усилителя должно приводить к небольшому уменьшению потребляемого усилителем тока. В этом случае короткое замыкание нагрузки или ее холостой ход будет сопровождаться уменьшением тока потребления в 3...5 раз.

Печатная плата (см. рис. 8.18) размером 175×100 мм изготавливается из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 2,5...3 мм. Для облегчения процесса изготовления печатной платы на рис. 8.18 нанесена миллиметровая сетка.

Пунктирной линией на рис. 8.19 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 и VT8 крепятся к дюралевому основанию (см. рис. 8.20) с использованием теплопроводящей пасты. При креплении транзисторов VT2, VT6, VT7, VT9 и микросхем DA1, DA2 также используется теплопроводящая паста. Однако между ними и основанием следует устанавливать слюдяную прокладку и перед настройкой усилителя следует с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между их корпусами и земляной шиной.

Технические характеристики усилителя:

максимальный уровень выходной мощности, Вт	42...58
полоса рабочих частот, МГц	430...442
неравномерность амплитудно-частотной характеристики, дБ	±1,5
коэффициент усиления, дБ	22
напряжение питания, В	26...40
потребляемый ток в режиме молчания, А	0,25
максимальное значение потребляемого тока, А	6,5
сопротивление генератора и нагрузки, Ом	75
габаритные размеры корпуса усилителя, мм	178×100×40

Литература

1. Кищинский А. Широкополосные транзисторные усилители СВЧ-диапазона // Электроника: НТБ. 2010. № 2. С. 60–67.
2. Шахгильдян В.В., Козырев В.В., Ляховкин А.А. и др. Радиопередающие устройства / Под ред. В.В. Шахгильдяна. — М.: Радио и связь, 2003. — 560 с.
3. Ангелов И., Стоев И., Уршев Л. Широкополосный малошумящий усилитель для диапазона 0,7–2 ГГц // Приборы и техника эксперимента. 1985. № 3. С. 129–131.
4. Титов А.А., Ильющенко В.Н. Схемотехника сверхширокополосных и полосовых усилителей мощности. — М.: Радиотехника, 2007. — 208 с.
5. Титов А.А. Экономичный сверхширокополосный усилитель мощности с защитой от перегрузок // Приборы и техника эксперимента 2002. № 2. С. 71–73.
6. Титов А.А. Расчет схемы активной коллекторной термостабилизации и её использование в усилителях с автоматической регулировкой потребляемого тока // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. 2001. № 2. С. 26–30.
7. 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.
8. Титов А.А. Полосовой усилитель мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики // Приборы и техника эксперимента. 2003. № 4. С. 65–68.
9. Широкополосные радиопередающие устройства / Алексеев О.В., Головков А.А., Полевой В.В., Соловьев А.А.; Под ред. О.В. Алексеева. — М.: Связь, 1978. — 304 с.
10. Петухов В.М. Транзисторы и их зарубежные аналоги: Справочник. В 4 томах. — М.: РадиоСофт, 2000.
11. Титов А.А. Расчет выходного трансформатора сопротивлений передатчика ДМВ // Схемотехника. 2004. № 9. С. 28–29.
12. Каганов В.И. Радиопередающие устройства. — М.: ИРПО: Издательский центр «Академия», 2002. — 288 с.

13. Гребенников А.В., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности для систем подвижной радиосвязи метрового и дециметрового диапазонов волн // Радиотехника. 2000 № 5. С. 83–86.

14. Титов А.А. Двухканальный усилитель мощности с диплексерным выходом // Приборы и техника эксперимента. 2001. № 1. С. 68–72.

15. Конев Ю.И., Машуков Е.В. Параллельное включение транзисторов // Электронная техника в автоматике / Под ред. Ю.И. Конева. — М.: Радио и связь, 1981. — Вып. 12. — С. 204–222.

16. Абрамов Ф.Г., Волков Ю.А., Вонсовский Н.Н. и др. Согласованный широкополосный усилитель // Приборы и техника эксперимента. 1984. № 2. С. 111–112.

17. Бабак Л.И. Анализ широкополосного усилителя по схеме со сложением напряжений // Наносекундные и субнаносекундные усилители / Под ред. И.А. Суслова. — Томск: Изд-во Том. ун-та, 1976. — С. 123–133.

18. Титов А.А. Упрощенный расчет широкополосного усилителя // Радиотехника. — 1979. № 6. С. 88–90.

19. Титов А.А. Согласованные широкополосные усилительные каскады // Доклады ТУСУР. 2007. № 2. С. 174–179.

20. Титов А.А., Григорьев Д.А. Параметрический синтез межкаскадных корректирующих цепей высокочастотных усилителей мощности // Радиотехника и электроника. 2003. № 4. С. 442–448.

21. 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.

22. Титов А.А., Болтовская Л.Г. Высоковольтный транзисторный усилитель однополярных импульсов // Приборы и техника эксперимента. 1979. № 2. С. 140–141.

23. Дьячко А.Н., Мелихов С.В., Титов А.А. Широкополосный усилитель мощности для акустооптических систем // Приборы и техника эксперимента. 1991. № 2. С. 111–112.

24. Титов А.А. Расчет межкаскадной корректирующей цепи многооктавного транзисторного усилителя мощности // Радиотехника. 1987. № 1. С. 29–31.

25. 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.

26. 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.

27. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ / Под ред. О.В. Алексеева. — М.: Радио и связь, 1987. — 392 с.

28. Карпов В.М., Малышев В.А., Перевошиков И.В. Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами / Под ред. В.А. Малышева. — М.: Радио и связь, 1984. — 238 с.

29. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Устройство для защиты усилителя мощности от перегрузки // Патент РФ № 2217861. — Опубл. 27.11.2003 Бюл. № 33.

30. Иванов В.К. Оборудование радиотелевизионных передающих станций. — М.: Радио и связь, 1989. — 336 с.

31. А.с. 202252 СССР. Направленный ответвитель для систем коллективного приема телевидения. / В.Д. Кузнецов, Н.В. Аблин. — Опубл. в Б.И., 1967. № 19. С. 32.

32. Титов А.А. Расчет диплексера усилителя мощности телевизионного передатчика // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. 2001. № 2. С. 74–77.

33. Титов А.А. Повышение выходной мощности и КПД мало-мощных телевизионных передатчиков // Электроника: НТБ 2004. № 3. С. 26–28.

34. Кротов Н.А., Козырев В.Б. Способы линеаризации амплитудной характеристики усилителей мощности // Радиотехника. 2003. № 12. С. 55–62.

35. 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.

36. Завражнов Ю.В., Хвостов А.В. Высоколинейные усилители мощности радиопередатчиков // Радиотехника. 2000. № 12. С. 68–73.

37. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Усилитель мощности // Патент РФ № 2231212. — Опубл. 20.06.2004, Бюл. № 17.

38. Титов А.А. Разработка полосовых усилителей мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. 2002. Вып. 2. С. 33–39.

39. Титов А.А., Бабак Л.И., Черкашин М.В. Расчет межкаскадной согласующей цепи транзисторного полосового усилителя мощности // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. 2000. № 1. С. 46–50.

40. Знаменский А.Е. Таблицы для расчета трансформаторов

сопротивлений в виде фильтров нижних частот. // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. — 1985. №1. С. 99–110.

41. Титов А.А., Мелихов С.В. Усилитель мощности с защитой от перегрузок // Приборы и техника эксперимента. 1993. № 6. С. 118–121.

42. Рэд Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50-омная техника: Пер. с нем. — М.: Мир, 1990. — 256 с.

43. Disman R.I. Dynamic range performance of microwave transistor amplifier // Microwave J. 1971. Vol. 14, № 8. P. 48, 50, 58.

44. ГОСТ Р 50890 — 96. Передатчики телевизионные маломощные. Основные параметры. Технические требования. Методы измерений. — М.: Издательство стандартов, 1996. — 36 с.

45. 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.

46. Справочник разработчика и конструктора РЭА. Элементная база. В 2 томах / М.Ю. Масленников, Е.А. Соболев, Г.В. Соколов и др. — М.: ИТАР — ТАСС, 1993.

47. Бабак Л.И., Шевцов А.Н., 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.

48. Левичев В.Г. Транзисторные усилители. — М.: Военное издательство министерства обороны СССР, 1967. — 208 с.

49. Титов А.А. Повышение выходной мощности транзисторных усилителей в режиме А // Радиотехника. 1985. № 3. С. 81–83.

50. Ногин В.Н. Аналоговые электронные устройства. — М.: Радио и связь, 1992. — 304 с.

51. Догадин Н.Б., Ногин В.Н. КПД усилителей со ступенчатым управлением // Радиотехника. 1996. № 3. С. 13–14.

52. Окснер Э.С. Мощные полевые транзисторы и их применение: Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1985. — 288 с.

53. Титов А.А. Нелинейные искажения в мощной широкополосной усилительной ступени с автоматической регулировкой потребляемого тока // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. 2001. № 11. С. 71–77.

54. Титов А.А. Анализ работы усилительного каскада с автоматической регулировкой потребляемого тока // Известия ТПУ 2003. № 3. С. 84–88.

55. Мотовилов Н.И. Вестрансформаторные источники питания // Зарубежная радиоэлектроника. 1983. № 1. С. 61–69.

56. Титов А.А. Компенсация влияния детекторного эффекта в усилителе с автоматической регулировкой потребляемого тока // Радиотехника. 1987. № 8. С. 10–13.

57. Чистяков Н.И., Сидоров М.В., Мельников В.С. Радиоприемные устройства / Под ред. Н.И. Чистякова. — М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1959. — 895 с.

58. Saleh A.A.M., Cox D.C. Improving the power-added efficiency of FET amplifiers operating with varying-envelope signals // IEEE Trans. 1983. — Vol. MTT 31, No. 1. P. 51–56.

59. Богданович Б.М. Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном. — М.: Радио и связь, 1984. — 176 с.

60. Disman R.I. Dynamic range performance of microwave transistor amplifier // Microwave J. 1971. Vol. 14, No. 8. P. 48, 50, 58.

61. Ройтман М.С., Сергеев В.М. Определение оптимальных режимов транзисторного каскада с общим эмиттером, обеспечивающих минимальные искажения // Полупроводниковые приборы в технике электросвязи / Под ред. И.Ф. Николаевского. — М.: Радио и связь, 1973. — Вып. 11. — С. 128–136.

62. Youn K.J., Kim B., Lee C.S., Maeng S.J., Lee J.J., Pyun K.E., Park H.M. Low dissipation power and high linearity PCS power amplifier with adaptive gate bias control circuit // Electron. Lett. 1996. Vol. 32, No. 17. P. 1533–1535.

63. Патент 405002 Австрия, Н 03 F 3/20. Эффективная схема усилителя ВЧ и СВЧ сигналов / Ingruber B., Pritzl W. — Оpubл. 26.04.99.

64. Патент 5889433 США, Н 03 F 3/36. Усилитель, обладающий высокой эффективностью по току / Nonna T. — Оpubл. 30.03.99.

65. Патент 5493255 США, Н 03 F 3/68. Схема управления смещением высокочастотного усилителя мощности / Murtojarvi S. — Оpubл. 20.02.96.

66. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Широкополосный усилитель мощности // Свидетельство РФ на полезную модель № 32940 — Оpubл. 27.09.2003, Бюл. № 27.

67. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Широкополосный усилитель мощности с автоматической регулировкой потребляемого тока // Свидетельство РФ на полезную модель № 21703 — Оpubл. 27.01.2002, Бюл. № 2.

68. Титов А.А. Сверхширокополосные усилители мощности. Эффективность автоматической регулировки режима класса А // Элек-

троника: НТВ. 2003. № 4. С. 32—35.

69. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Широкополосный датчик высокочастотного тока // Свидетельство РФ на полезную модель № 32883— Оpubл. 27.09.2003, Бюл. № 27.

70. Титов А.А. Параметрический синтез межкаскадной корректирующей цепи сверхширокополосного усилителя мощности // Известия вузов. Сер. Электроника. — 2002. № 6. С. 81—87.

71. Пикосекундная импульсная техника / В.Н. Ильюшенко, Б.И. Авдоченко, В.Ю. Баранов и др.; Под ред. В.Н. Ильюшенко. — М.: Энергоатомиздат, 1993. — 368 с.

72. Ильюшенко В.Н., Титов А.А. Многоканальные импульсные устройства с частотным разделением каналов // Радиотехника. 1991. № 1. С. 22—24.

73. Алексеев О.В., Грошев Г.А., Чавка Г.Г. Многоканальные частотно-разделительные устройства и их применение. — М.: Радио и связь, 1981. — 135 с.

74. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Обработка и формирование импульсных сигналов в радиотехнических системах на основе многоканальных структур с частотным разделением каналов // Доклады ТУСУР. 2004. № 2. С. 116—123.

75. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Импульсный усилитель // Свидетельство РФ на полезную модель № 34828 — Оpubл. 10.12.2003, Бюл. № 34.

76. Титов А.А. Расчет частотно-разделительных цепей многоканальных импульсных усилителей // Радиотехника. 2002. № 10. С. 38—41.

77. Титов А.А. Многоканальные импульсные усилители с частотным разделением каналов // Известия вузов. Сер. Электроника. 2003. № 3. С. 47—52.

78. 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.

79. Авдоченко Б.И., Ильюшенко В.Н. Гибридно-интегральные импульсные усилители // Приборы и техника эксперимента. 1990. № 6. С. 102—104.

80. Титов А.А., Пушкарев В.П. Двухканальные сверхширокополосные радиосистемы // Сборник докладов XIX международной научно-технической конференции (RLNC'2013), 16—18 апреля 2013, Воронеж (том 2), С. 919—923.

81. Иммореев И. Я. Сверхширокополосные радиосистемы // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике:

Сборник докладов Всероссийской научной конференции. Муром, 1—3 июля 2003 г. — Муром: Изд.-полиграфический центр МИВЛГУ, 2003. — С. 7–15.

82. Gu Min, Yang Feng, Calculation of the characteristic impedance of TEM horn antenna using support vector machine. Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2010, p. 895–897.

83. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Система связи // Патент РФ № 2292115. — Оpubл. 20.01.2007, Бюл. № 2.

84. Ежков Ю.А. Справочник по схемотехнике усилителей. — М.: ИП РадиоСофт, 2002. — 272 с.

85. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. — М.: Сов. радио, 1980. — 368 с.

86. Титов А.А. Широкополосный УМ для телевизионного вещания // Радиомир. 2008. № 5. С. 26–29.

87. Лондон С.Е., Томашевич С.В. Справочник по высокочастотным трансформаторным устройствам. — М.: Радио и связь, 1984. — 216 с.

88. Титов А.А. Широкополосный датчик падающей и отраженной волны // Радиомир. 2006. № 6. С. 32.

89. 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.

90. Титов А.А. Расчет согласующего трансформатора выходного каскада // Радиомир. КВ и УКВ. 2004. № 11. С. 20–21.

91. 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.

92. Титов А.А., Соболев С.В. Усилитель диапазона 430...442 МГц мощностью 58 Вт с защитой от перегрузок // Радиолюбитель. 2006. № 8. С. 44–49.

93. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров: Пер. с нем. — М.: Радио и связь, 1983. — 752 с.

94. Титов А.А. Синтез параметров корректирующей цепи третьего порядка узкополосной усилительной ступени // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 2003. № 12. С. 29–35.

Оглавление

Предисловие	3
Раздел 1. Схемы стабилизации рабочей точки и напряжения базового смещения транзисторов мощных усилителей	4
1.1. Расчет элементов схемы активной коллекторной стабилизации	4
1.2. Расчет элементов схемы стабилизации напряжения базового смещения	7
Раздел 2. Непосредственное сложение мощностей, отдаваемых несколькими транзисторами	13
2.1. Параллельное соединение транзисторов	13
2.2. Последовательно-параллельное соединение транзисторов	14
2.3. Последовательное соединение транзисторов	16
Раздел 3. Устройства сложения мощностей, отдаваемых несколькими выходными каскадами	24
3.1. Широкополосные сумматоры на ферритовых сердечниках	24
3.2. Сумматоры на коаксиальных отрезках линий передачи с симметричным входом и несимметричным выходом	28
3.3. Кольцевые схемы сложения	30
3.4. Трехдецибелные уравнивательные мосты	39
Раздел 4. Использование корректоров амплитудных характеристик полосовых усилителей мощности	42
4.1. Свойства биполярного транзистора с закрытыми переходами	42
4.2. Характеристики полосового усилителя мощности с корректором	51
Раздел 5. Повышение выходной мощности ТВ передатчиков	55
Раздел 6. Использование автоматической регулировки потребляемого тока	61
6.1. Сравнение каскадов с фиксированной рабочей точкой и с автоматической регулировкой потребляемого тока	61

6.2. Работа каскада с автоматической регулировкой потребляемого тока на несогласованную нагрузку	71
6.3. Усилитель с совмещенной системой автоматической регулировки потребляемого тока и защиты от перегрузки по входу	73
Раздел 7. Использование многоканальных структур с частотным разделением каналов	83
7.1. Использование известных схемных решений построения многоканальных усилителей с частотным разделением каналов	83
7.2. Частотно-разделительные цепи многоканальных импульсных усилителей	86
7.3. Примеры реализации импульсных усилителей с частотно-разделительными цепями	91
7.4. Расширение полосы рабочих частот сверхширокополосных радиосистем	98
Раздел 8. Реализация оптимального сопротивления нагрузки	102
8.1. Минимизация потерь выходной мощности маломощных широкополосных усилителей	102
8.2. Реализация оптимального сопротивления нагрузки мощных широкополосных усилителей	109
8.3. Реализация оптимального сопротивления нагрузки мощных полосовых усилителей	120
Литература	134