

**А.А. Титов, В.Н. Ильюшенко**

**СХЕМОТЕХНИКА  
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ И ПОЛОСОВЫХ  
УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ**

**Учебное пособие**

«Рекомендовано Сибирским региональным отделением учебно-методического объединения высших учебных заведений РФ по образованию в области радиотехники, электроники, биомедицинской техники и автоматизации для межвузовского использования в качестве учебного пособия для студентов, обучающихся по направлениям подготовки 552500, 654200 – «Радиотехника», 654100 – «Электроника и микроэлектроника», 653700 – «Приборостроение», 654300 – «Проектирование и технология электронных средств», 654400 – «Телекоммуникации», а также для студентов других специальностей, связанных с разработкой радиоаппаратуры»

**Издательство «Радиотехника»  
Москва 2007**

УДК 621.396

**Титов А.А., Ильюшенко В.Н.** Схемотехника сверхширокополосных и полосовых усилителей мощности. – М.: Радиотехника, 2007. – 197 с.: ил.

В учебном пособии рассмотрены методики расчета, особенности схемотехнической реализации, основы построения и настройки сверхширокополосных и полосовых усилителей мощности ОВЧ - и УВЧ-диапазонов с повышенными энергетическими характеристиками. Особое внимание уделено вопросам разработки сверхширокополосных усилителей с автоматической регулировкой потребляемого тока; сверхширокополосных усилителей с частотным разделением каналов; усилителей мощности телевизионных передатчиков с отдельным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения.

Пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлениям подготовки 552500, 654200 – «Радиотехника», 654100 – «Электроника и микроэлектроника», и может быть полезно для преподавателей и научных работников.

**ISBN 5-88070-108-5**

© Издательство «Радиотехника», 2007

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>Основные сокращения и условные обозначения</b> .....	5
<b>Предисловие</b> .....	10
<b>1. Автоматическая регулировка режима в сверхширокополосных усилителях мощности</b> .....	15
1.1. Методы реализации автоматической регулировки режима .....	15
1.2. Сравнение усилительных каскадов с автоматической регулировкой режима по КПД .....	19
1.3. Сравнение усилительных каскадов с автоматической регулировкой режима по быстродействию канала управления .....	21
1.4. Анализ работы детектора системы автоматической регулировки потребляемого тока .....	23
1.5. Влияние эффекта детектирования на уровень выходной мощности каскада с автоматической регулировкой потребляемого тока ....	26
1.6. Влияние автоматической регулировки потребляемого тока на уровень нелинейных искажений усилительного каскада .....	28
1.7. Работа усилительного каскада с автоматической регулировкой потребляемого тока на несогласованную нагрузку .....	32
<b>2. Синтез полиномиальной модели передаточной характеристики мощного усилительного каскада</b> .....	39
<b>3. Параметрический синтез мощных сверхширокополосных усилительных каскадов с корректирующими цепями</b> .....	43
3.1. Метод параметрического синтеза мощных усилительных каскадов с корректирующими цепями .....	43
3.2. Параметрический синтез каскадов с корректирующей цепью второго порядка .....	47
3.3. Параметрический синтез каскадов с корректирующей цепью третьего порядка .....	51
3.4. Параметрический синтез каскадов с заданным наклоном амплитудно-частотной характеристики .....	56
<b>4. Параметрический синтез мощных полосовых усилительных каскадов с корректирующими цепями</b> .....	64
4.1. Параметрический синтез каскадов с корректирующей цепью третьего порядка .....	64
4.2. Параметрический синтез каскадов с корректирующей цепью, выполненной в виде полосового фильтра .....	68
4.3. Параметрический синтез каскадов с корректирующей цепью, выполненной в виде фильтра нижних частот .....	74
<b>5. Параметрический синтез трансформаторов сопротивлений выходных каскадов передатчиков систем радиовещания и радиосвязи</b> ...	80
<b>6. Особенности схемотехники импульсных усилителей с частотным разделением каналов</b> .....	88

6.1.	Использование известных схемных решений построения многоканальных усилителей с частотным разделением каналов .....	88
6.2.	Разработка частотно-разделительных цепей, пригодных для использования в усилителях импульсных сигналов .....	90
7.	<b>Особенности схемотехники усилителей маломощных телевизионных передатчиков</b> .....	105
7.1.	Проблема повышения выходной мощности и КПД маломощных телевизионных передатчиков .....	105
7.2.	Анализ возможности создания малогабаритного диплексера .....	106
7.3.	Защита полосовых усилителей мощности от перегрузок .....	113
7.4.	Коррекция амплитудных характеристик полосовых усилителей мощности .....	118
8.	<b>Практическая схемотехника сверхширокополосных и полосовых усилителей мощности</b> .....	128
8.1.	Усилитель мощности телевизионного передатчика с отдельным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения .....	127
8.2.	Экономичный сверхширокополосный усилитель мощности с защитой от перегрузок .....	135
8.3.	Пикосекундный усилитель постоянного тока .....	141
8.4.	Усилитель мощности оптического модулятора .....	145
8.5.	Широкополосный усилитель мощности для работы на несогласованную нагрузку .....	148
8.6.	Сверхширокополосный усилитель мощности с системой защиты .....	151
8.7.	Полосовой усилитель мощности с защитой от перегрузок .....	155
8.8.	Сверхширокополосный усилитель мощности для акустооптических систем .....	158
8.9.	Сверхширокополосный усилитель мощности постоянного тока .....	160
8.10.	Широкополосный усилитель средней мощности с регулируемым усилением .....	161
8.11.	Широкополосный усилитель с импульсным питанием .....	164
8.12.	Полосовой усилитель мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики .....	166
8.13.	Широкополосный усилитель мощности с защитой от перегрузок .....	171
8.14.	Полосовой усилитель мощности диапазона 60...70 МГц .....	178
8.15.	Полосовой усилитель мощности диапазона 430...442 МГц .....	185
	<b>Заключение</b> .....	192
	<b>Список использованных источников</b> .....	193



## ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ И УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

- АМ – амплитудная модуляция  
 АРН – автоматическая регулировка напряжения питания  
 АРР – автоматическая регулировка режима  
 АРТ – автоматическая регулировка потребляемого тока  
 АФК – амплитудно-фазовая конверсия  
 АХ – амплитудная характеристика  
 АЧХ – амплитудно-частотная характеристика  
 БТ – биполярный транзистор  
 КПД – коэффициент полезного действия  
 КЦ – корректирующая цепь  
 НО – направленный ответвитель  
 ОВЧ-диапазон – диапазон очень высоких частот (30...300 МГц)  
 ПТ – полевой транзистор  
 ПУМ – полосовой (с полосой менее октавы) усилитель мощности  
 ПХ – переходная характеристика  
 РИЭП – регулируемый источник электропитания  
 СУМ – сверхширокополосный (многооктавный) усилитель мощности  
 УВО – устройство выделения огибающей  
 УВЧ – усилитель верхних частот  
 УВЧ-диапазон – ультравысокочастотный диапазон (0,3...3 ГГц)  
 УМ – усилитель мощности  
 УНЧ – усилитель нижних частот  
 ФВЧ – фильтр верхних частот  
 ФНЧ – фильтр нижних частот  
 ФРТ – фиксированная рабочая точка  
 ФЧХ – фазочастотная характеристика  
 ЧРЦ – частотно-разделительные цепи  
 ЭД – эффект детектирования  
 $E_T$  – амплитудное значение ЭДС генератора  
 $E_{П max}$  – максимальное значение напряжения питания  
 $E_r$  – дискретное множество конечного числа точек в заданной нормированной области частот  
 $e_T$  – мгновенное значение ЭДС генератора  
 $e_{П}$  – мгновенное значение напряжения питания  
 $f_{\text{в}}$  – верхняя частота полосы пропускания усилительного каскада  
 $f_{\text{вРИЭП}}$  – верхняя частота полосы пропускания регулируемого источника электропитания  
 $f_{\text{вУНЧ}}$  – верхняя граничная частота усилителя нижних частот  
 $f_{\text{нУВЧ}}$  – нижняя граничная частота усилителя верхних частот

- $f_{\text{СТ}}$  – частота стыковки частотно-разделительных цепей
- $f_{\text{T}}$  – граничная частота коэффициента усиления тока базы биполярного транзистора
- $G_{\text{НОМ12}}$  – номинальный коэффициент усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования
- $G_{\text{ПР}}$  – проводимость передачи системы регулирования
- $I_{\text{К}}$  – ток коллектора
- $I_{\text{К нач}}$  – начальное значение тока коллектора полосового усилителя мощности, работающего в режиме с отсечкой тока коллектора
- $I_{\text{К0}}$  – ток коллектора в рабочей точке биполярного транзистора
- $I_{\text{С0}}$  – ток стока в рабочей точке полевого транзистора
- $I_{\text{ВЫХ}}$  – амплитуда выходного тока усилительного каскада
- $I_{\text{ВЫХ max}}$  – максимальное значение амплитуды выходного тока усилительного каскада
- $I_{\text{ПОТР max}}$  – максимальное значение потребляемого тока
- $i_{\text{ВЫХ}}$  – мгновенное значение выходного тока
- $i_{\text{ПОТР}}$  – мгновенное значение потребляемого тока
- $P_{\text{а зв}}$  – требуемая мощность радиосигнала звукового сопровождения в антенне
- $P_{\text{а из}}$  – требуемая мощность радиосигнала изображения в антенне
- $P_{\text{ВХ}}$  – мощность входного сигнала
- $P_{\text{ВЫХ б}}$  – максимальное значение выходной мощности каскада с безинерционной системой автоматической регулировки режима
- $P_{\text{ВЫХ и}}$  – максимальное значение выходной мощности каскада с инерционной системой автоматической регулировки режима
- $P_{\text{ВЫХ ФРТ}}$  – максимальное значение выходной мощности каскада с ФРТ
- $P_{\text{зв}}$  – мощность радиосигнала звукового сопровождения на выходе полосового усилителя мощности
- $P_{\text{из}}$  – мощность радиосигнала изображения на выходе полосового усилителя мощности
- $P_{\text{К доп}}$  – максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора
- $P_{\text{ПОТР АРН}}$  – мощность, потребляемая каскадом с АРН
- $P_{\text{ПОТР АРТ}}$  – мощность, потребляемая каскадом с АРТ
- $P_{\text{ПОТР ФРТ}}$  – мощность, потребляемая каскадом с ФРТ

- $P_{\text{рас}}$  – мощность, рассеиваемая на транзисторе  
 $p$  – комплексная переменная  
 $R_{\text{А}}$  – сопротивление антенно-фидерного тракта  
 $R_{\text{Г}}$  – сопротивление генератора  
 $R_{\text{Н}}$  – сопротивление нагрузки усилителя  
 $R_{\text{Н}\approx}$  – сопротивление нагрузки транзистора усилительного каскада по переменному току  
 $r$  – нормированное сопротивление потерь режекторного фильтра  
 $S_{21}(p)$  – передаточная характеристика усилительного каскада  
 $T$  – период колебания  
 $T_{\text{прот}}(p)$  – функция-прототип передаточной характеристики усилительного каскада  
 $U_{\text{ВЫХ}}$  – амплитуда выходного напряжения усилительного каскада  
 $U_{\text{ВЫХ} \text{ max}}$  – максимальное значение амплитуды выходного напряжения усилительного каскада  
 $u_{\text{ВЫХ}}$  – мгновенное значение выходного напряжения  
 $U_{\text{кЭ0}}$  – напряжение коллектор-эмиттер в рабочей точке биполярного транзистора  
 $Y_0$  – модуль коэффициента передачи диплексера для радиосигнала изображения при заданной величине относительной расстройки  
 $\beta_0$  – дифференциальный коэффициент передачи тока биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером  
 $\Delta F$  – амплитудно-фазовая конверсия  
 $\Delta I_{\text{К}}$  – изменение постоянной составляющей тока коллектора нестабилизированного усилительного каскада на биполярном транзисторе  
 $\Delta I_{\text{С}}$  – изменение постоянной составляющей тока стока нестабилизированного усилительного каскада на полевом транзисторе  
 $\Delta I_{\text{потр}}$  – область регулирования потребляемого тока каскадом с автоматической регулировкой потребляемого тока  
 $\Delta K$  – сжатие коэффициента усиления  
 $\Delta P_{\text{ЗВ}}$  – относительные потери выходной мощности радиосигнала звукового сопровождения, обусловленные использованием диплексера  
 $\Delta P_{\text{ИЗ}}$  – относительные потери выходной мощности радиосигнала изображения, обусловленные использованием диплексера  
 $\Delta \omega$  – абсолютная расстройка  
 $\delta$  – допустимое отклонение квадрата модуля функции-прототипа передаточной характеристики усилительного каскада от требуемой зависимости  
 $\varepsilon_0$  – малая константа

- $\eta_{\text{АРН}}$  – КПД усилительного каскада с АРН  
 $\eta_{\text{АРТ}}$  – КПД усилительного каскада с АРТ  
 $\eta_{\text{общ}}$  – КПД многокаскадного усилителя  
 $\eta_{\text{РИЭП}}$  – КПД регулируемого источника электропитания  
 $\eta_{\text{ФРТ}}$  – КПД усилительного каскада с ФРТ  
 $\theta$  – добротность контура  
 $\xi$  – коэффициент использования транзистора по напряжению  
 $\xi(x)$  – требуемая зависимость квадрата модуля функции-прототипа передаточной характеристики усилительного каскада на дискретном множестве конечного числа точек в заданной нормированной области частот  
 $\Psi$  – коэффициент использования транзистора по току  
 $\Omega$  – круговая частота модулирующего колебания  
 $\Omega_{\text{отн}}$  – заданная относительная расстройка  
 $\Omega_{\text{max}}$  – максимальное значение круговой частоты огибающей усиленного ВЧ-сигнала  
 $\Omega_{\text{норм}}$  – нормированная частота  
 $\omega$  – круговая частота несущего колебания  
 $\omega_{\text{в}}$  – верхняя круговая частота полосы пропускания сверхширокополосного усилителя мощности, либо центральная круговая частота полосового усилителя мощности  
 $\omega_{\text{ном}}$  – частота, на которой коэффициент усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования равен единице

## ПРЕДИСЛОВИЕ

По мере развития систем связи, навигации и радиолокации, систем телевидения и радиовещания возрастает потребность в передаче радиосигналов на большие расстояния. Это повышает требования к таким параметрам указанных радиотехнических систем, как коэффициент полезного действия (КПД), уровень выходной мощности, полоса рабочих частот, линейность амплитудных и неравномерность амплитудно-частотных характеристик, допустимая величина амплитудно-фазовой конверсии, уровень внеполосных излучений, массогабаритные показатели, стоимость [1]. Достижение высоких показателей систем по названным параметрам в значительной мере определяются применяемыми в них усилителями мощности (УМ) [2]. Это обуславливает повышение требований, предъявляемых к этим усилителям, одним из которых является требование повышения выходной мощности и КПД.

Актуальность разработок линейных сверхширокополосных (многооктавных) усилителей мощности (СУМ) с выходной мощностью десятки ватт и полосовых (с полосой пропускания менее октавы) усилителей мощности (ПУМ) с выходной мощностью сотни ватт ультравысокочастотного (УВЧ) диапазона и диапазона очень высоких частот (ОВЧ) с повышенными энергетическими характеристиками подтверждает большое число публикаций, посвященных вопросам теории, расчета, оптимизации параметров и разработки УМ [3–5].

Требуемые уровни выходной мощности усилителей превышают возможности современной элементной базы. Поэтому при их создании часто используют различные методы повышения выходной мощности, основанные на применении схем сложения мощностей, отдаваемых несколькими транзисторами, и реализации оптимальных условий работы активного элемента [6–8].

В сверхширокополосных усилителях мощности ОВЧ- и УВЧ-диапазонов традиционным является использование транзисторов в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой (ФРТ) [3, 4]. Использование режимов с отсечкой, в таких усилителях, неприемлемо по следующим причинам. В диапазоне частот выше  $0,01...0,05 f_T$ , где  $f_T$  – граничная частота коэффициента усиления тока базы транзистора, из-за неминимально-фазового сдвига сигнала в транзисторе и фазового сдвига, обусловленного конечным временем распространения сигнала в цепи обратной связи, невозможно построение усилителей с глубокой общей отрицательной обратной связью, обеспечивающей уменьшение искажений формы выходного сигнала [9]. Реализация глубокой местной отрицательной обратной связи для минимизации искажений невозможна из-за малого коэффициента усиления активного элемента в верхней части рабочего диапазона частот и из-за поглощения значительной части выходной мощности в резистивных элементах цепи отрицательной обратной связи [4, 6, 7].

Однако работа транзистора в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой приводит к значительному недоиспользованию его по мощности [6]. Повышение выходной мощности возможно путем введения автоматической регулировки режима (АРР) работы активного элемента по постоянному току [6, 10]. Существует два метода реализации АРР – это автоматическая регулировка напряжения питания (АРН) и автоматическая регулировка потребляемого тока (АРТ) [5].

В [11] показано, что в нестабилизированном усилительном каскаде с ФРТ эффект детектирования (ЭД), обусловленный нелинейностью входной цепи активного элемента [12], приводит к потерям выходной мощности до 40 % от потенциально достижимого значения. Известные схемные решения СУМ с автоматической регулировкой режима предназначены для работы на согласованную нагрузку. Однако в них не предусмотрена компенсация влияния ЭД на работу системы регулирования. Не исследовано влияние ЭД на изменение заданного закона регулирования и на потери выходной мощности каскада с АРР, обусловленные этим эффектом. Отсутствие схемных решений СУМ с автоматической регулировкой режима, предназначенных для работы на несогласованную нагрузку в условиях перегрузки по входу и обеспечивающих устранение влияния ЭД на работу системы регулирования, объясняет ограничения применения АРР в сверхширокополосных усилителях мощности.

Средние значения КПД сверхширокополосных усилителей мощности при работе транзисторов в режиме с ФРТ и при усилении сигналов различной амплитуды составляют 3...10 % [5]. В то же время, использование АРР позволяет в 2...3 раза повысить средний КПД таких усилителей благодаря уменьшению потребляемой мощности при его работе в режиме усиления слабых сигналов [13]. Однако вопрос оптимального выбора области регулирования и влияния АРР на качественные показатели сверхширокополосных усилителей мощности, в которых она применяется, остался не исследованным.

Известно, что потенциально достижимый коэффициент усиления транзистора падает с ростом частоты усиливаемого сигнала со скоростью 6 дБ на октаву [14]. Поэтому реальный коэффициент усиления одного каскада многокаскадного усилителя мощности ОВЧ - и УВЧ-диапазонов составляет величину порядка 4...10 дБ [8, 14]. В этом случае увеличение коэффициента усиления каждого каскада, например, на 2 дБ позволяет повысить КПД всего усилителя в 1,2...1,4 раза. В усилителях мощности ОВЧ - и УВЧ-диапазонов выравнивание амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), обеспечение режима максимального использования потенциальных возможностей применяемых транзисторов по коэффициенту усиления и достижение постоянства сопротивления нагрузки для внутреннего генератора схемы замещения транзистора выходного каскада достигаются благодаря использованию корректирующих цепей (КЦ) [8, 14]. Современные методы параметрического синтеза

усилительных каскадов с КЦ не позволяют осуществлять реализацию максимально возможного для заданного схемного решения коэффициента усиления при одновременном обеспечении заданного допустимого уклонения АЧХ от требуемой формы [8, 14]. Задача нахождения значений элементов КЦ, обеспечивающих максимальный коэффициент усиления каскада, в каждом конкретном случае может быть решена с помощью программ оптимизации. Однако наличие хорошего начального приближения многократно сокращает этап последующей оптимизации или делает его излишним [14–16].

Значительные потери выходной мощности и КПД усилителя связаны, в ряде случаев, с необходимостью реализации высокой линейности его амплитудной характеристики (АХ), малой величины амплитудно-фазовой конверсии (АФК), то есть малой величины изменения фазы усиленного сигнала от изменения его амплитуды [2, 15]. Например, требование ограничения сжатия коэффициента усиления уровнем 0,5 дБ, при разработке СУМ, приводит к 25...35 % уменьшению выходной мощности относительно номинального значения [12]. Следует ожидать повышения линейности АХ, уменьшения АФК и интермодуляционных искажений в сверхширокополосных усилителях мощности при использовании автоматической регулировки режима, что связано с взаимной компенсацией двух нелинейных эффектов: сжатия коэффициента усиления с увеличением выходного сигнала; возрастания коэффициента усиления тока базы биполярного транзистора с увеличением его коллекторного тока, либо возрастания значения крутизны полевого транзистора с увеличением тока стока.

В соответствии с требованиями ГОСТ [17, 18], уровень любого побочного (внеполосного) радиоизлучения телевизионных (ТВ) передатчиков с выходной мощностью более 25 Вт должен быть не менее чем на минус 60 дБ ниже пиковой мощности радиосигнала в синхроимпульсе. Для реализации этого требования в ТВ передатчиках с выходной мощностью более 1 кВт используется раздельное усиление радиосигналов изображения и звукового сопровождения с последующим их сложением в антенне с использованием диплексеров [8]. В маломощных ТВ передатчиках (с выходной мощностью менее 1 кВт), составляющих около 85 % от общего парка ТВ передатчиков, используется совместное усиление радиосигналов изображения и звукового сопровождения, что обусловлено большими размерами известных в настоящее время диплексеров. Необходимость обеспечения требований ГОСТ по подавлению интермодуляционных составляющих в спектре ТВ сигнала передатчиков с совместным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения приводит к тому, что транзисторы усилителей этих передатчиков используются по мощности на 20...25 %, а их КПД оказывается в 2...2,5 раза меньше достижимого значения [8]. В этом случае удастся реализовать уровень интермодуляционных помех на выходе передатчиков минус 25...35 дБ [2]. Для уменьшения уровня внеполосного излучения до величины минус 60 дБ, на выходе ТВ передатчиков с совместным усилением радиосигналов изо-

бражения и звукового сопровождения устанавливаются полосовые фильтры, поглощающие 15...20 % выходной мощности передатчика. Потеря выходной мощности и КПД в маломощных ТВ передатчиках можно избежать благодаря созданию малогабаритных диплексеров, пригодных для разработки телевизионных ПУМ с выходной мощностью до 1 кВт по схеме с отдельным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения.

Анализ линейности АХ и АФК усилителей мощности, работающих в различных режимах, в настоящее время ведется различными методами, что затрудняет машинное проектирование [9]. Это связано с тем, что используемые нелинейные модели транзисторов для анализа работы усилительных каскадов в режиме существенной нелинейности, не позволяют в рамках указанных моделей перейти к общепринятой малосигнальной эквивалентной схеме замещения транзистора при изменении режима работы от существенной к несущественной нелинейности и режиму малого сигнала [6]. В этой связи актуальной является задача разработки нелинейной модели передаточной характеристики мощного усилительного каскада, формируемой по общепринятой инерционной малосигнальной эквивалентной схеме замещения транзистора с нелинейными элементами, и позволяющей осуществлять анализ линейности АХ и АФК усилительного каскада при его работе как в режиме существенной, так и в режиме несущественной нелинейности.

Традиционно расширение полосы пропускания сверхширокополосных усилителей мощности ОВЧ - и УВЧ-диапазонов в область нижних частот осуществляется благодаря увеличению номиналов пассивных элементов схемы. Это приводит к возрастанию величины «паразитных» параметров этих элементов, появлению в связи с этим неконтролируемых резонансов внутри полосы пропускания разрабатываемых усилителей и искажению формы их АЧХ, фазочастотной (ФЧХ) и переходной (ПХ) характеристик [4]. Увеличение верхней граничной частоты усилителей постоянного тока (УПТ) основано на использовании более высокочастотных транзисторов. Однако, поскольку принципы построения УПТ и усилителей ОВЧ - и УВЧ-диапазонов принципиально различны, в рамках одноканальной структуры не удастся реализовать усилитель, сочетающий в себе достоинства указанных классов усилителей.

В известной литературе не решена проблема создания СУМ с полосой рабочих частот от нуля либо от единиц герц до единиц гигагерц, предназначенных для усиления импульсных сигналов, на основе использования многоканальных структур с частотным разделением каналов, применяемых в сверхширокополосных усилителях гармонических сигналов [19].

Рассмотрению научно-технических основ построения линейных усилителей мощности ОВЧ - и УВЧ-диапазонов с повышенными выходной мощностью и КПД, предназначенных для усиления непрерывных и импульсных сигналов, посвящено настоящее учебное пособие. В нем последовательно изложены вопросы: использования автоматической регулировки режима по по-



стоянному току в сверхширокополосных усилителях мощности класса А; синтеза полиномиальных моделей передаточных характеристик мощных усилительных каскадов; параметрического синтеза мощных сверхширокополосных и полосовых усилительных каскадов с корректирующими цепями; параметрического синтеза трансформаторов сопротивлений выходных каскадов передатчиков систем радиовещания и радиосвязи; схемотехники многоканальных импульсных усилителей с частотным разделением каналов; схемотехники усилителей маломощных телевизионных передатчиков. В учебном пособии приведены многочисленные примеры практических схем усилителей, особенности их изготовления и настройки.

Учебное пособие отражает результаты научно-исследовательских работ, а также опыт группового проектного обучения, курсового и дипломного проектирования на кафедре радиоэлектроники и защиты информации Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

## 1. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА РЕЖИМА В СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ

В настоящем разделе обосновываются возможность и целесообразность использования автоматической регулировки режима в сверхширокополосных усилителях мощности ОВЧ - и УВЧ-диапазонов, осуществляется сравнение и выбор наиболее эффективной системы регулирования.

### 1.1. Методы реализации автоматической регулировки режима

Методы реализации автоматической регулировки режима основаны на использовании автоматической регулировки напряжения питания и автоматической регулировки потребляемого тока [5].

В усилителях с АРН управление напряжением регулируемого источника электропитания (РИЭП) осуществляется с помощью огибающей входного сигнала, либо выходного сигнала. Функциональная схема усилителя с АРН, управление напряжением регулируемого источника электропитания которого осуществляется огибающей входного сигнала, приведена на рис. 1.1.

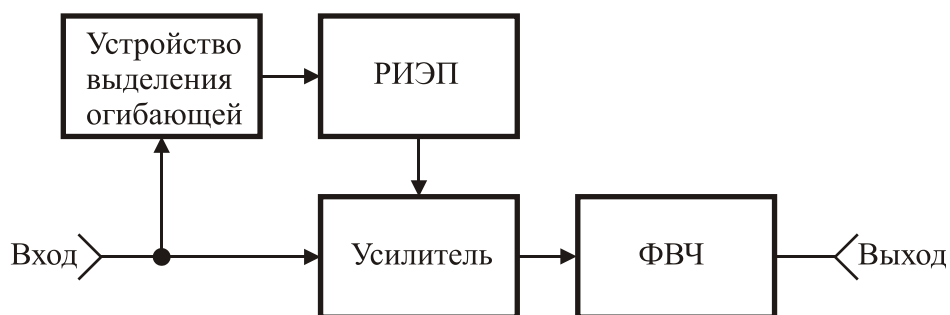


Рис. 1.1. Схема усилителя с АРН, в котором управление напряжением регулируемого источника электропитания осуществляется огибающей входного сигнала

На рис. 1.2 приведена функциональная схема усилителя с АРН, управление напряжением регулируемого источника электропитания которого осуществляется огибающей выходного сигнала.

Как правило, такие усилители работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. При использовании АРН в усилителях, работающих в режиме класса А, на их выходах необходимо устанавливать фильтры верхних частот (ФВЧ) для исключения возможности попадания сигнала с частотой управления в нагрузку. Закон изменения положения рабочей точки усилительного каскада с АРН, в этом случае, будет зависеть от применяемой схемы смещения и термостабилизации.

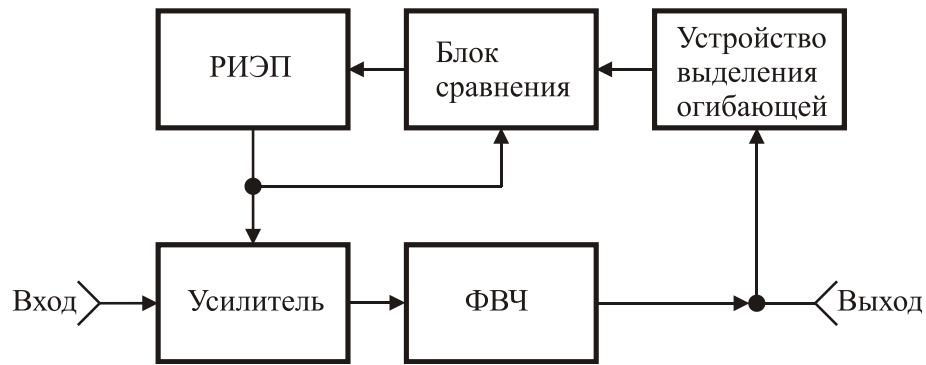


Рис. 1.2. Схема усилителя с АРН, в котором управление напряжением регулируемого источника электропитания осуществляется огибающей выходного сигнала

В дальнейшем, при анализе работы усилительного каскада с АРН, будем полагать, что закон изменения положения рабочей точки оптимален в смысле реализации максимального КПД каскада [6]. Как показали исследования различных схемных решений усилительных каскадов с АРН, указанный закон регулирования может быть осуществлен при использовании усилительного каскада с активной коллекторной термостабилизацией рабочей точки [20]. Пример такого каскада с АРН приведен на рис. 1.3.

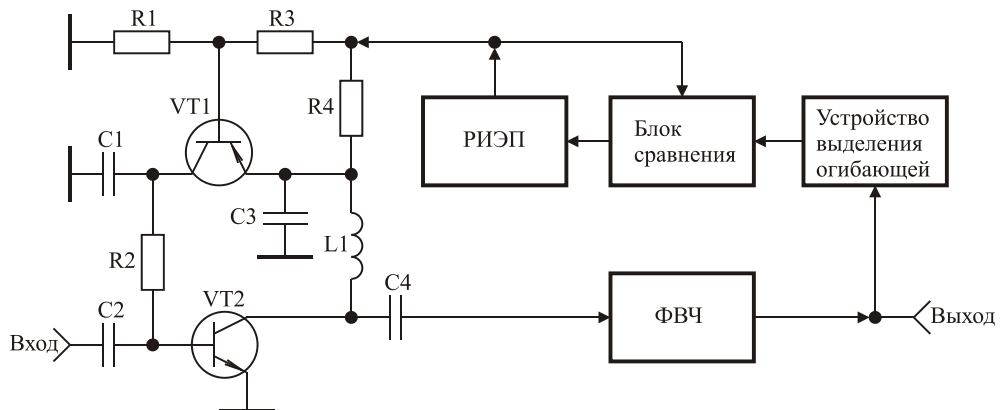


Рис. 1.3. Схема использования активной коллекторной термостабилизации в усилительном каскаде с АРН

Достоинством указанного схемного решения является возможность его применения в качестве устройства регулировки усиления при расширении области изменения напряжения регулируемого источника электропитания [21]. Методика расчета элементов схемы активной коллекторной термостабилизации приведена в [20]. На рис. 1.4 представлены эпюры напряжений и токов усилительного каскада работающего в режиме класса А с АРН в координатах выходных вольт-амперных характеристик транзистора, поясняющие принцип работы системы регулирования при оптимальном законе изменения положения рабочей точки, где  $U_{\text{ВЫХ}}$ ,  $I_{\text{ВЫХ}}$  – амплитуды выходного напряжения и тока;  $R_{\text{Н}\approx}$  – нагрузочная прямая каскада по переменному току.

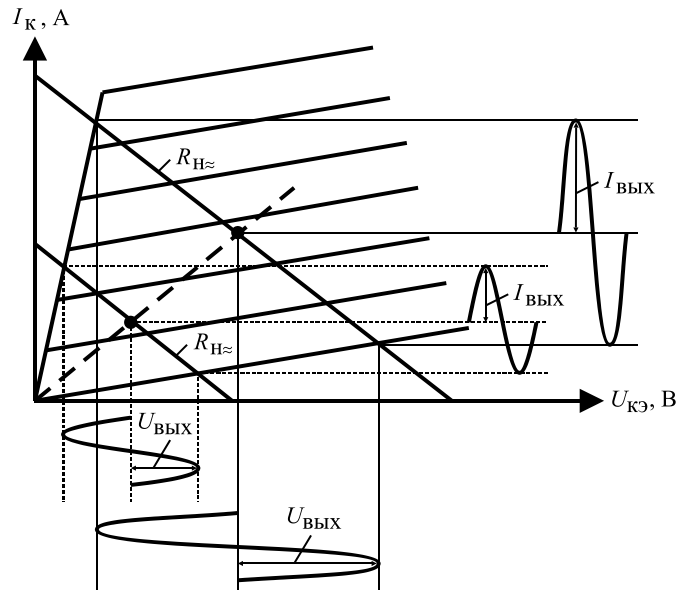


Рис. 1.4. Эпюры напряжений и токов транзистора усилительного каскада, работающего в режиме класса А с АРН

Как видно из рисунка, в этом случае при любом уровне выходного напряжения происходит полное использование транзистора по току и напряжению.

В усилителях с АРТ также используется управление положением рабочей точки с помощью огибающей входного сигнала либо выходного сигнала [5]. Функциональная схема усилителя с АРТ, управление положением рабочей точки в котором осуществляется с помощью огибающей входного сигнала, приведена на рис. 1.5. На рис. 1.6 приведена функциональная схема усилителя с АРТ, управление положением рабочей точки в котором осуществляется с помощью огибающей выходного сигнала.



Рис. 1.5. Схема усилителя с АРТ, в котором управление положением рабочей точки осуществляется с помощью огибающей входного сигнала

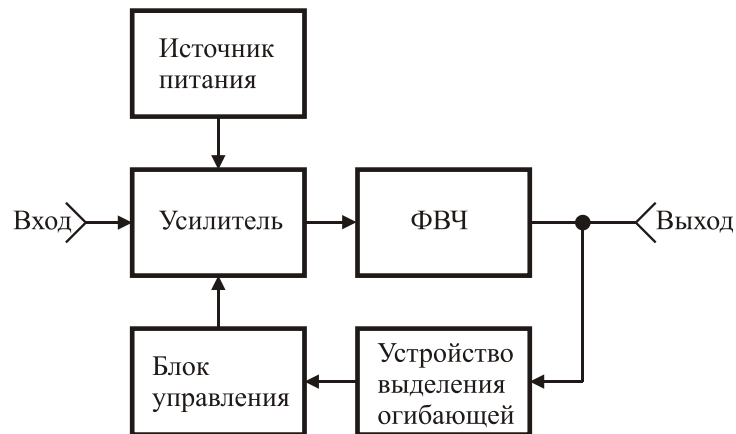


Рис. 1.6. Схема усилителя с АРТ, в котором управление положением рабочей точки осуществляется с помощью огибающей выходного сигнала

На рис. 1.5 и 1.6 также показаны ФВЧ, установленные на выходах усилителей для исключения возможности попадания сигнала с частотой управления в нагрузку [20]. Однако в отличие от усилительных каскадов с АРН, в усилителях с АРТ полное использование транзисторов по напряжению возможно лишь при максимальном уровне выходного сигнала. При уменьшении выходного напряжения коэффициент использования транзистора по напряжению уменьшается пропорционально уровню выходного сигнала. Это поясняют эпюры напряжений и токов усилительного каскада с АРТ, приведенные на рис. 1.7.

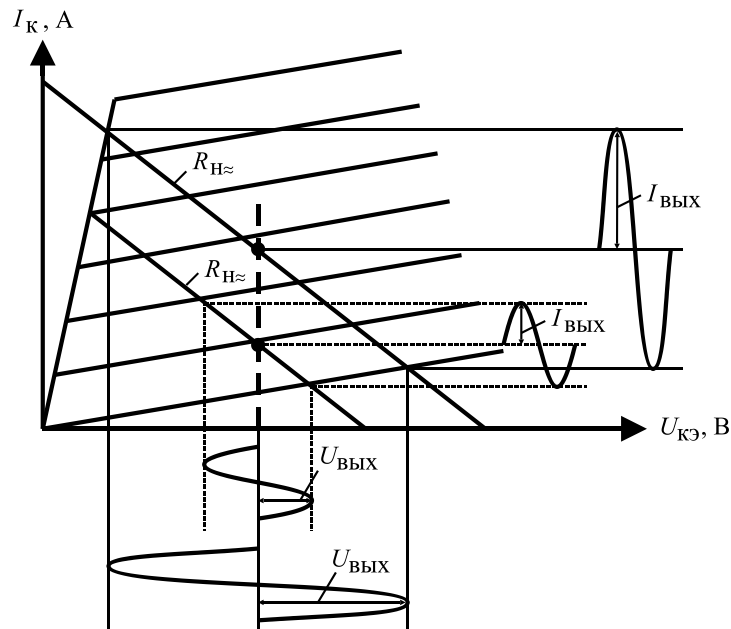


Рис. 1.7. Эпюры напряжений и токов транзистора усилительного каскада, работающего в режиме класса А с АРТ

Исходя из требований, предъявляемых к радиоэлектронной аппаратуре [1, 2], в качестве критериев оценки качественных показателей рассматриваемых усилителей выберем: КПД усилителя с АРТ; быстродействие канала управления; сложность реализации системы АРТ; массогабаритные показате-

ли. Под быстроедействием канала управления будем понимать максимальное значение круговой частоты огибающей  $\Omega_{max}$  усиливаемого высокочастотного (ВЧ) сигнала, при которой управляемый системой регулирования параметр еще изменяется по закону этой огибающей.

## 1.2. Сравнение усилительных каскадов с автоматической регулировкой режима по КПД

Используемые в радиотехнических системах различного назначения УМ предназначены для усиления трех наиболее часто встречающихся типов сигналов:

- ВЧ сигналов с амплитудной модуляцией (АМ). Этот тип сигналов используется, например, в передающих устройствах, в аппаратуре для физических исследований, в генераторах стандартных сигналов;

- сигналов с постоянной амплитудой. Они используются в передающих устройствах с фазовой и частотной модуляцией, в аппаратуре для физических исследований, в системах линейной и нелинейной радиолокации. Поскольку требуемая амплитуда ВЧ сигнала в таких устройствах может быть выбрана произвольно, примем, что плотность вероятности амплитуд усиливаемых сигналов постоянна;

- сигналов многоканальных систем телефонной, телевизионной и радиосвязи. Распределение амплитуд группового сигнала, в этом случае, описывается законом Релея.

Произведем сравнение по КПД усилительных каскадов с АРН и АРТ в случае усиления ими указанных типов сигналов. При этом будем полагать известными коэффициенты использования транзистора по току  $\Psi = I_{вых max} / I_{к0}$  и по напряжению  $\xi = U_{вых max} / U_{кэ0}$ , где  $I_{вых max}$  – максимальное значение амплитуды выходного тока отдаваемого транзистором,  $I_{к0}$  – ток в рабочей точке транзистора,  $U_{вых max}$  – максимальное значение амплитуды выходного напряжения отдаваемого транзистором,  $U_{кэ0}$  – напряжение в рабочей точке транзистора [6]. Кроме того, будем считать, что анализируется работа дроссельных каскадов, а сопротивление нагрузки  $R_n$  и максимальные значения напряжения питания  $E_n max$  и потребляемого тока  $I_{потр max}$  выбраны из условия получения максимальной выходной мощности, то есть выполняется условие [6]:

$$R_n = \xi E_n max / \Psi I_{потр max}. \quad (1.1)$$

Известно [22], что КПД регулируемых источников электропитания составляет величину порядка 70...90 %, а система АРТ [20] практически не потребляет энергии. Мощность, потребляемая системой АРТ, не превышает мощности, рассеиваемой базовым делителем усилительного каскада, после-

довательно с одним из резисторов которого устанавливается управляющий транзистор (см. рис. 1.8).

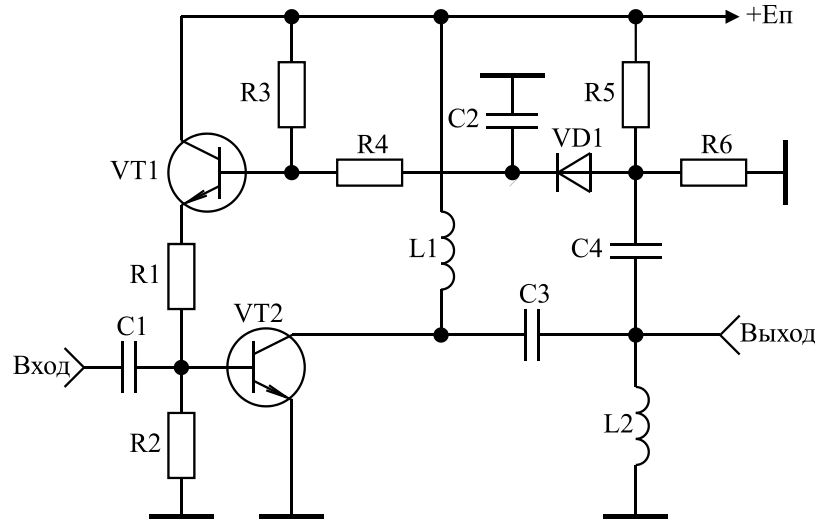


Рис. 1.8. Принципиальная схема усилительного каскада с АРТ

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

$$\begin{aligned}\eta_{\text{АРН}} &= \eta_{\text{РИЭП}} \xi \Psi / 2; \\ \eta_{\text{АРТ}} &= \xi \Psi (1 + m^2 / 2) / 2(1 + m); \\ \eta_{\text{ФРТ}} &= \xi \Psi (1 + m^2 / 2) / 2(1 + m)^2,\end{aligned}\quad (1.2)$$

где  $m$  – глубина модуляции.

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

$$\begin{aligned}\eta_{\text{АРН}} &= \eta_{\text{РИЭП}} \xi \Psi / 2; \\ \eta_{\text{АРТ}} &= \xi \Psi / 3; \\ \eta_{\text{ФРТ}} &= \xi \Psi / 6.\end{aligned}\quad (1.3)$$

При усилении сигналов многоканальных систем радиосвязи КПД каскадов равны:

$$\begin{aligned}\eta_{\text{АРН}} &= \eta_{\text{РИЭП}} \xi \Psi / 2; \\ \eta_{\text{АРТ}} &= \frac{\xi \Psi 2 \sigma_X^2 \left[ - \left( +1/2 \sigma_X^2 \right) \exp \left( -1/2 \sigma_X^2 \right) \right]}{2 \sqrt{2} \sigma_X \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \left( \sqrt{2} \sigma_X \right)^{2n+1}}{n! (n+1)!} - e^{-1/2 \sigma_X^2}}; \\ \eta_{\text{ФРТ}} &= \xi \Psi \sigma_X^2 \left[ - \left( +1/2 \sigma_X^2 \right) \exp \left( -1/2 \sigma_X^2 \right) \right]\end{aligned}\quad (1.4)$$

где  $\sigma_X^2$  – дисперсия величины  $X$ ;

$X$  – безразмерная амплитуда эквивалентного группового сигнала.

Примем, что сигналы во всех каналах многоканальной системы связи равны, а количество каналов равно пяти. В этом случае в соответствии с [23]  $\sigma_x^2 = 0,1$  и  $\eta_{\text{АРТ}} = \xi \Psi / 4$ ;  $\eta_{\text{ФРТ}} = \xi \Psi / 10$ .

Сравнивая полученные результаты расчетов нормированных значений КПД усилительных каскадов с АРН, АРТ и ФРТ при различных законах изменения амплитуды усиливаемых сигналов, можно сделать следующий вывод. КПД усилительных каскадов с АРН в среднем на 25...35 % больше КПД усилительных каскадов с АРТ, которые в свою очередь имеют вдвое больший КПД, чем усилительные каскады с ФРТ.

### 1.3. Сравнение усилительных каскадов с автоматической регулировкой режима по быстродействию канала управления

Быстродействие системы регулирования определяет максимальную частоту огибающей ВЧ сигнала, при которой реализуется режим максимального использования транзистора усилительного каскада по мощности. Для оценки потерь выходной мощности, обусловленных инерционностью системы регулирования по отношению к огибающей ВЧ сигнала, найдем соотношения для расчета  $E_{\text{п max}}$  и  $I_{\text{потр max}}$  при работе каскада в режиме с ФРТ, а также для случаев использования инерционной и безынерционной систем регулирования.

При работе усилительного каскада с ФРТ, ток и напряжение в точке покоя могут быть найдены из соотношений [6]:

$$\left. \begin{aligned} E_{\text{п max}} &= \sqrt{P_{\text{к доп}} \Psi R_{\text{н}} / \xi}; \\ I_{\text{потр max}} &= \sqrt{P_{\text{к доп}} \xi / (\Psi R_{\text{н}})}, \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

где  $P_{\text{к доп}}$  – максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора.

Для каскада с инерционной системой АРР:

$$\left. \begin{aligned} E_{\text{п max}} &= \sqrt{P_{\text{к доп}} R_{\text{н}} / \left[ \Psi - 1,5 \xi / 8 \right]}; \\ I_{\text{потр max}} &= \sqrt{P_{\text{к доп}} \xi / \left[ \Psi^2 R_{\text{н}} \left( \Psi - 1,5 \xi / 8 \right) \right]}, \end{aligned} \right\} \quad (1.6)$$

и для каскада с безынерционной системой АРР:

$$\left. \begin{aligned} E_{\text{п max}} &= \sqrt{P_{\text{к доп}} \Psi R_{\text{н}} / \left[ \Psi - \xi \Psi / 2 \right]}; \\ I_{\text{потр max}} &= \sqrt{P_{\text{к доп}} \xi / \left[ \Psi R_{\text{н}} \left( \Psi - \xi \Psi / 2 \right) \right]}. \end{aligned} \right\} \quad (1.7)$$

Из (1.5), (1.6) и (1.7) найдем, что максимальные значения выходной мощности каскада с ФРТ  $P_{\text{вых ФРТ}}$ , каскада с инерционной системой регули-



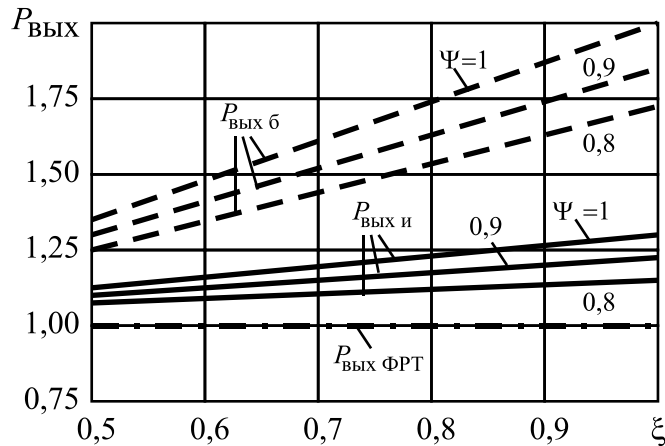
рования  $P_{\text{ВЫХ И}}$  и каскада с безынерционной системой регулирования  $P_{\text{ВЫХ б}}$  равны соответственно:

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{ВЫХ ФРТ}} &= \xi \Psi P_{\text{К ДОП}} / 2; \\ P_{\text{ВЫХ И}} &= \xi \Psi P_{\text{К ДОП}} / 2 \left( 1 - 1,5 \xi \Psi / 8 \right); \\ P_{\text{ВЫХ б}} &= \xi \Psi P_{\text{К ДОП}} / \left( 2 - \xi \Psi \right) \end{aligned} \right\} \quad (1.8)$$

или после нормирования относительно  $\xi \Psi P_{\text{К ДОП}} / 2$ :

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{ВЫХ ФРТ}} &= 1; \\ P_{\text{ВЫХ И}} &= 1 / \left( 1 - 1,5 \xi \Psi / 8 \right); \\ P_{\text{ВЫХ б}} &= 2 / \left( 2 - \xi \Psi \right) \end{aligned} \right\} \quad (1.9)$$

Зависимости (1.9) представлены на рис. 1.9.



**Рис. 1.9.** Зависимости нормированных значений выходной мощности каскадов с инерционной и безынерционной системами АРР и с ФРТ от коэффициентов использования транзистора по току и напряжению

Рассмотрение этих зависимостей позволяет сделать следующие выводы. Максимальный выигрыш по уровню выходной мощности усилительного каскада с инерционной АРР, по сравнению с усилительным каскадом с ФРТ, составляет 1,25 раза. Максимальный выигрыш по уровню выходной мощности усилительного каскада с безынерционной АРР, по сравнению с усилительным каскадом с ФРТ, составляет 2 раза. Исходя из изложенного следует, что быстродействие системы регулирования является важным параметром усилителя с АРР.

При сравнении систем АРН и АРТ по быстродействию будем полагать, что оно определяется инерционностью регулируемого источника электропитания или устройства выделения огибающей, так как инерционность остальных элементов рассматриваемых систем регулирования пренебрежительно мала.

В соответствии с этим в системе АРТ инерционным элементом является устройство выделения огибающей, которое обычно выполняется на основе детектора [24]. Используя теорию детектирования [23], с учетом параметров современных детекторных диодов, не трудно получить, что быстродействие устройства выделения огибающей может составлять величину  $\Omega_{max} = 0,3...3$  ГГц.

В системе АРН инерционными являются регулируемый источник электропитания и устройство выделения огибающей. Максимально достижимое быстродействие регулируемого источника электропитания, которое определяется верхней частотой его полосы пропускания  $f_{ВРИЭП}$  в соответствии с [22], не может превышать 30...50 кГц.

Регулируемые источники электропитания, входящие в систему АРН, занимают значительную часть объема и массы аппаратуры, в которой они используются [22]. В состав регулируемых источников электропитания входят, как правило, трансформатор, фильтр, задающий генератор, широтно-импульсный модулятор, усилитель постоянного тока, формирователи выходных сигналов управления каскадами импульсных преобразователей, сами импульсные преобразователи. Кроме того, являясь источниками радиопомех, регулируемые источники электропитания требуют тщательной экранировки. В усилителе с АРТ вся система регулирования состоит из детектора и управляющего транзистора. Эти элементы практически не увеличивают объем и массу устройства.

Таким образом, несмотря на то, что средний КПД усилителей мощности с АРТ на 25...35 % меньше КПД усилителей мощности с АРН, они выигрывают по массогабаритным показателям, простоте реализации, обладают быстродействием в сотни мегагерц и поэтому являются более перспективными. Подтверждением вышесказанному может служить описание экспериментального макета сверхширокополосного усилителя мощности с АРТ, приведенное в разделе 8.2.

#### **1.4. Анализ работы детектора системы автоматической регулировки потребляемого тока**

Особенностью работы детектора системы АРТ является требование обеспечения независимости его коэффициента передачи  $K_d$  от частоты усиливаемого ВЧ колебания и отсутствие искажений закона изменения огибающей этого колебания на выходе детектора. Оценим потери выходной мощности, обусловленные зависимостью проводимости передачи системы регулирования от частоты, что связано с частотной зависимостью  $K_d$ . В соответствии с [6] при заданных допустимых относительных потерях выходной мощности каскада с АРТ, обусловленных частотной неравномерностью  $K_d$ , мак-

симально достижимое быстродействие системы регулирования может быть найдено из соотношения:

$$\Omega_{max} \leq \frac{\sqrt{1-m^2} \omega_H \left[ 1 - 1 / \left( \frac{1 - \xi \Psi / 2}{1 - \Delta P} + \frac{\xi \Psi}{2} \right) \right]}{m\pi}, \quad (1.10)$$

$$\text{где } \Delta P = \frac{(P_{\text{ВЫХ } max} - P_{\text{ВЫХ}})}{P_{\text{ВЫХ } max}} = 1 - \frac{(2 - \xi \Psi)}{\left[ 1 - \pi / (\omega_H \tau_{\text{НД}}) - \xi \Psi \right]}; \quad (1.11)$$

$\Delta P$  – допустимые относительные потери выходной мощности;

$P_{\text{ВЫХ } max}$  – выходная мощность каскада, при отсутствии частотной неравномерности  $K_{\delta}$ ;

$P_{\text{ВЫХ}}$  – выходная мощность каскада, при наличии частотной неравномерности  $K_{\delta}$ ;

$\omega_H$  – нижняя круговая частота полосы пропускания усилителя;

$\tau_{\text{НД}} = C_{\text{НД}} R_{\text{НД}}$  – постоянная времени нагрузки детектора.

В этом случае соотношения (1.6) и (1.7) для расчета  $E_{\text{н } max}$  и  $I_{\text{потр } max}$  каскадов с инерционной и безынерционной системами регулирования изменяются.

Для каскада с инерционной системой АРТ:

$$\left. \begin{aligned} E_{\text{н } max} &= \sqrt{P_{\text{к доп}} R_{\text{н}} / \xi \Delta G_{\text{н}} / \Psi - 1,5 \xi / 8}; \\ I_{\text{потр } max} &= \sqrt{P_{\text{к доп}} \xi / \Psi^2 R_{\text{н}} \Delta G_{\text{н}} / \Psi - 1,5 \xi / 8}; \end{aligned} \right\} \quad (1.12)$$

и для каскада с безынерционной системой АРТ:

$$\left. \begin{aligned} E_{\text{н } max} &= \sqrt{P_{\text{к доп}} \Psi R_{\text{н}} / \xi \Delta G_{\text{н}} - \xi \Psi / 2}; \\ I_{\text{потр } max} &= \sqrt{P_{\text{к доп}} \xi / \Psi R_{\text{н}} \Delta G_{\text{н}} - \xi \Psi / 2}; \end{aligned} \right\} \quad (1.13)$$

$$\text{где } \Delta G_{\text{н}} = 1 / \left( 1 - \pi / (\omega_H \tau_{\text{НД}}) \right). \quad (1.14)$$

Неравенство (1.10) позволяет рассчитать значение  $\Omega_{max}$  усиливаемого сигнала, при котором система АРТ осуществляет изменение потребляемого тока по закону огибающей с учетом допустимых потерь выходной мощности, обусловленных зависимостью  $K_{\delta}$  от частоты несущего колебания. При усилении сигналов с частотой модуляции менее  $\Omega_{max}$ ,  $E_{\text{н } max}$  и  $I_{\text{потр } max}$  рассчитываются по (1.13). При необходимости усиления сигналов с  $\Omega \geq \Omega_{max}$ , расчет  $E_{\text{н } max}$  и  $I_{\text{потр } max}$  следует производить по формулам (1.12).

**Пример.** Осуществим расчет  $E_{\text{н } max}$ ,  $I_{\text{потр } max}$ ,  $C_{\text{НД}}$ ,  $R_{\text{НД}}$ ,  $\Omega_{max}$ ,  $P_{\text{ВЫХ ФРТ}}$ ,  $P_{\text{ВЫХ И}}$ ,  $P_{\text{ВЫХ б}}$   $\eta_{\text{АРН}}$ ,  $\eta_{\text{АРТ}}$ ,  $\eta_{\text{ФРТ}}$  каскада на транзисторе КТ939А, принципиальная схема которого приведена на рис. 1.10, при его работе в режиме с ФРТ и в режиме с использованием инерционной и

безынерционной систем регулирования. Усилитель 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. При расчетах будем полагать, что максимальная глубина модуляции на высоких частотах модуляции равна 0,7, коэффициенты  $\Psi$  и  $\xi$  транзистора КТ939А [25] равны 0,95 и 0,9 соответственно,  $P_{к доп} = 3$  Вт, допустимое значение относительных потерь выходной мощности  $\Delta P = 0,02$ .

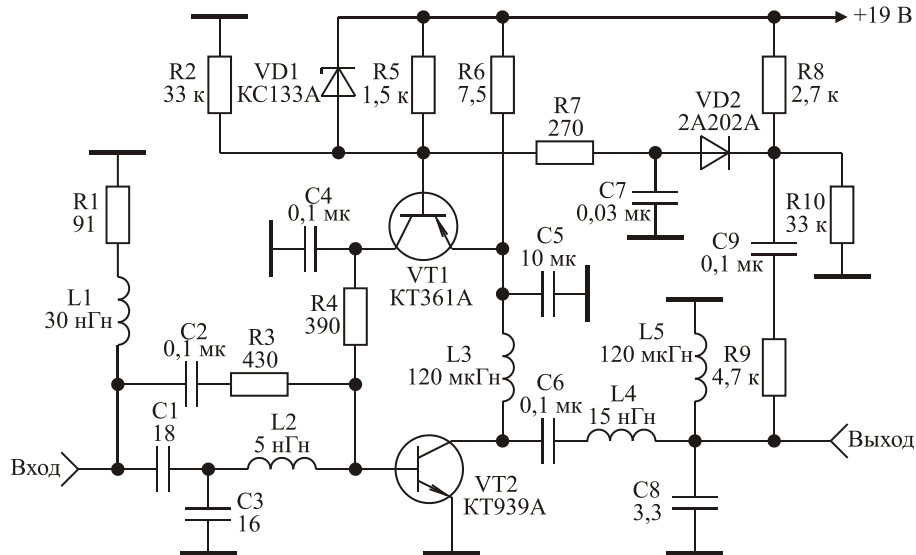


Рис. 1.10. Принципиальная схема усилительного каскада с АРТ

**Решение.** В случае работы каскада в режиме с ФРТ из (1.5) и (1.8) получим:  $E_{н max} = 12,6$  В;  $I_{потр max} = 0,238$  А;  $P_{вых ФРТ} = 1,28$  Вт. В соответствии с (1.11) и (1.14) значению  $\Delta P = 0,02$  соответствует  $\Delta G_{н} = 1,012$ . Для каскада с инерционной системой регулирования из (1.12) определим:  $E_{н max} = 15,2$  В;  $I_{потр max} = 0,258$  А. Максимальное значение выходной мощности каскада с инерционной системой регулирования согласно (1.8), с учетом  $\Delta P$ , равно:  $P_{вых и} (1 - \Delta P) = 1,5$  Вт. Для каскада с безынерционной системой регулирования из (1.13) определим:  $E_{н max} = 16,45$  В;  $I_{потр max} = 0,316$  А. Максимальное значение выходной мощности каскада с безынерционной системой регулирования согласно (1.8), с учетом  $\Delta P$ , равно:  $P_{вых б} (1 - \Delta P) = 2,2$  Вт. Нижняя граничная частота полосы пропускания рассматриваемого каскада равна 1 МГц. С учетом этого из (1.11) найдем:  $\tau_{нд min} = 43 \cdot 10^{-6}$ . Сопротивление нагрузки детектора системы регулирования, как следует из схемы приведенной на рис. 1.10, равно:  $R_{нд} = 1500$  Ом. Теперь из равенства  $\tau_{нд} = C_{нд} R_{нд}$  определим:  $C_{нд} = \tau_{нд min} / R_{нд} = 28,7$  нФ. И, наконец, используя (1.10) рассчитаем:  $\Omega_{max} = 23,2$  кГц. Проводимость передачи системы регулирования устанавливается выбором номинала резистора R9. Стабилитрон KC133A, включенный в цепи базы транзистора VT1, необходим для ограничения сигнала управления значением, соответствующим заданной максимальной величине тока потребления.

### 1.5. Влияние эффекта детектирования на уровень выходной мощности каскада с автоматической регулировкой потребляемого тока

В разделах 1.3 и 1.4 получены соотношения для расчета  $E_{п max}$ ,  $I_{потр max}$  и максимального значения выходной мощности  $P_{вых max}$  усилительного каскада с АРТ. Указанные соотношения выведены при условии, что потребляемый усилителем ток изменяется линейно с изменением выходного напряжения. Однако известно, что при подаче на вход усилительного прибора ВЧ-сигнала во входной цепи из-за ее нелинейности происходит детектирование указанного сигнала. Этот эффект в литературе получил название эффекта детектирования (ЭД) [12].

Рассмотрим подробнее влияние ЭД на работу нестабилизированного усилительного каскада с ФРТ. В качестве примера рассмотрим схему каскада, приведенную на рис. 1.11. Будем иметь в виду, что при замыкании ключа S1 схема преобразуется в нестабилизированный каскад с АРТ.

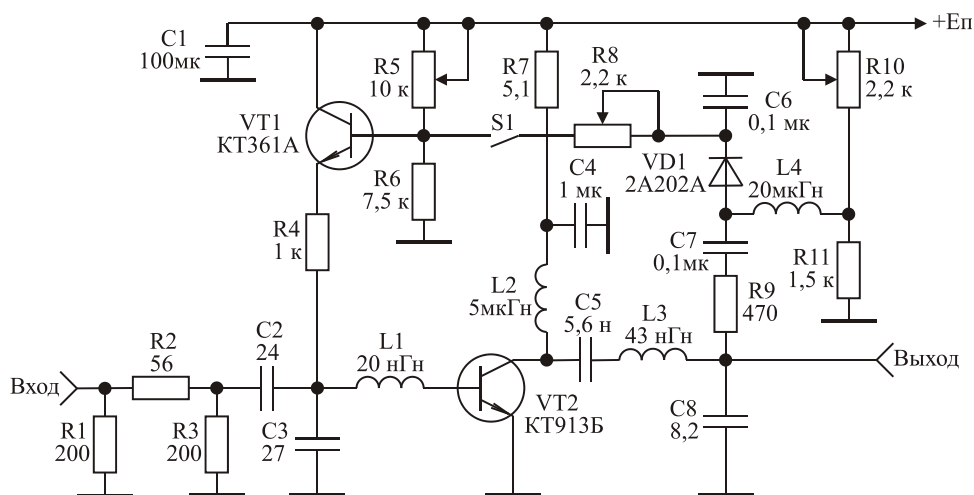


Рис. 1.11. Принципиальная схема усилительного каскада без схемы компенсации эффекта детектирования

В исходном состоянии, то есть при отсутствии входного сигнала, на левой обкладке конденсатора  $C2$ , подключенной к резистору  $R3$ , напряжение равно нулю. На правой обкладке  $C2$  напряжение равно около 0,7 В. При поступлении на вход отрицательной полуволны усиливаемого сигнала напряжение на переходе база-эмиттер транзистора  $VT2$  уменьшается, что приводит к уменьшению базового тока, и конденсатор  $C2$  медленно заряжается током текущим через резистор  $R4$ . При поступлении на вход положительной полуволны усиливаемого сигнала напряжение на переходе база-эмиттер транзистора  $VT2$  увеличивается, что приводит к увеличению его базового тока. В этом случае конденсатор  $C2$  начинает перезаряжаться увеличенным базовым током. Утрированно можно сказать, что правая обкладка  $C2$  заземлена, а левой обкладке приложено положительное напряжение. В результате в уста-

новившемся режиме напряжение на левой обкладке  $C2$  может оказаться больше чем на правой и постоянная составляющая напряжения на базе транзистора  $VT2$  уменьшается. Это, в свою очередь, приводит к уменьшению постоянной составляющей тока коллектора транзистора  $VT2$ , которая будет тем меньше, чем больше амплитуда входного сигнала. Таким образом, в усилителе с фиксированной рабочей точкой ЭД приводит к изменению тока потребления при изменении уровня входного воздействия [11, 12]. В усилителе с автоматической регулировкой потребляемого тока ЭД приводит к искажению закона регулирования. Поэтому в усилителе с  $E_{п max}$  и  $I_{потр max}$ , рассчитанными с использованием соотношений разделов 1.3 и 1.4, эффект детектирования вызовет либо превышение мощностью, рассеиваемой на транзисторе  $P_{рас}$ , величины  $P_{к доп}$ , либо появление нелинейных искажений, обусловленных отсечкой коллекторного тока.

Необходимость учета эффекта детектирования в усилительных каскадах с АРТ на биполярных транзисторах подтверждают экспериментальные исследования. Исследовалась частотная зависимость номинальной выходной мощности, то есть выходной мощности соответствующей сжатию коэффициента усиления на 1 дБ [9], широкополосного усилительного каскада, питание которого было реализовано без использования (рис. 1.11) и с использованием (рис. 1.12) схемы компенсации ЭД при его работе в режимах с ФРТ и с АРТ.

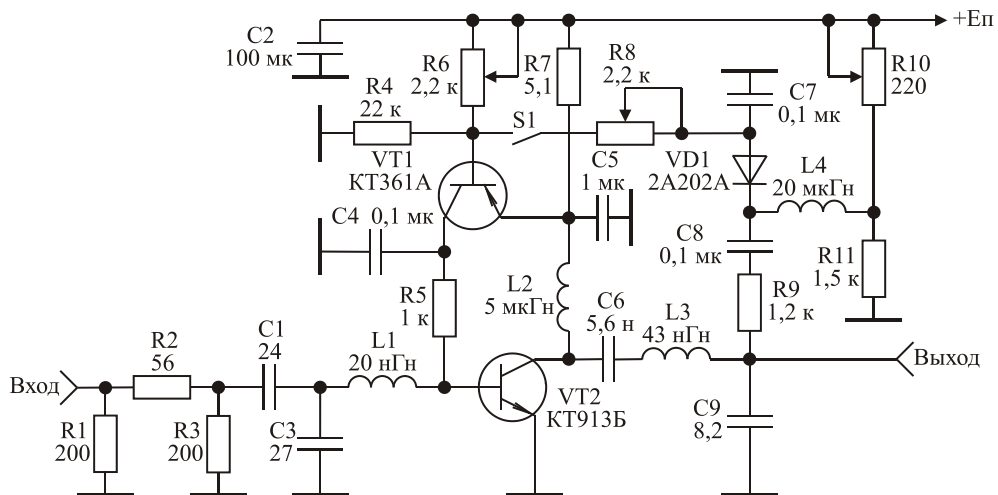


Рис. 1.12. Принципиальная схема усилительного каскада со схемой компенсации эффекта детектирования

Исследования каскада на транзисторе  $KT913B$  проводились при выборе  $P_{к доп} = 5$  Вт и сопротивлениях генератора и нагрузки, равных 75 Ом. Каскад имеет следующие линейные характеристики: коэффициент усиления 7 дБ; полоса пропускания 10...230 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики  $\pm 0,5$  дБ.

Результаты исследований представлены на рис. 1.13.

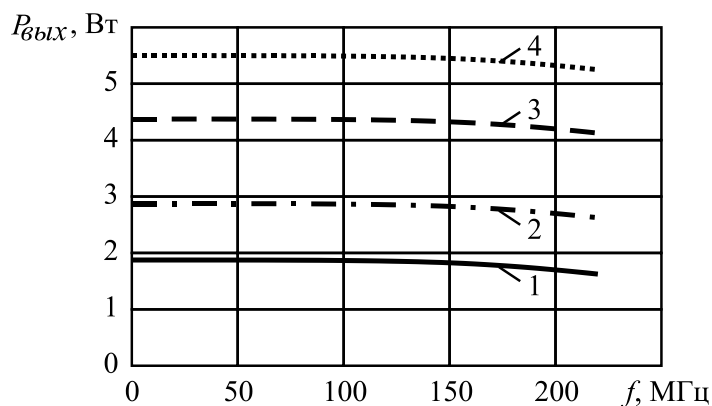


Рис. 1.13. Частотные зависимости выходной мощности усилительного каскада на транзисторе КТ913Б при его работе в режиме с ФРТ и с АРТ

Кривая 1 соответствует работе каскада с ФРТ без использования схемы стабилизации рабочей точки. Кривая 2 соответствует работе каскада с ФРТ с использованием схемы стабилизации рабочей точки описанной в [20]. Кривая 3 соответствует работе каскада с АРТ, в котором напряжение питания и максимальное значение потребляемого тока выбирались исходя из выполнения условия  $P_{рас} \leq P_{к доп}$  [11] при любом уровне выходного сигнала. Кривая 4 соответствует работе каскада с АРТ, в котором напряжение питания и максимальное значение потребляемого тока рассчитывались по (1.7), то есть выполнялось условие  $P_{рас} = P_{к доп}$  при номинальной величине выходной мощности каскада.

Сравнение кривых 3 и 4 показывает, что отсутствие компенсации ЭД является причиной значительного недоиспользования транзисторов усилительных каскадов по мощности.

Компенсация влияния ЭД на работу усилительных каскадов с АРТ, приведенных на рис. 1.10 и 1.12 [11], осуществляется благодаря управлению током потребления через систему термостабилизации тока покоя усилительного каскада с ФРТ. В схемах использована активная коллекторная термостабилизация тока покоя усилительного каскада с ФРТ [20]. Физика работы схемы активной коллекторной стабилизации заключается в следующем (см. рис. 1.12). Напряжение на базе транзистора  $VT1$  зафиксировано базовым делителем на резисторах  $R4$  и  $R6$ . Поэтому при увеличении коллекторного тока транзистора  $VT2$ , вызванного изменением температуры либо ЭД, и увеличении, вследствие этого, напряжения на резисторе  $R7$ , уменьшается напряжение на переходе база-эмиттер транзистора  $VT1$ . Это ведёт к уменьшению его коллекторного тока, который является базовым током транзистора  $VT2$ , что, в свою очередь, препятствует дальнейшему росту коллекторного тока транзистора  $VT2$ . И, наоборот, при уменьшении коллекторного тока транзистора  $VT2$  транзистор  $VT1$  открывается, увеличивая базовый ток транзистора  $VT2$ . Различные модификации применения схемы активной коллекторной термостабилизации в системах АРТ даны в работах [5, 11, 24].

### 1.6. Влияние автоматической регулировки потребляемого тока на уровень нелинейных искажений усилительного каскада

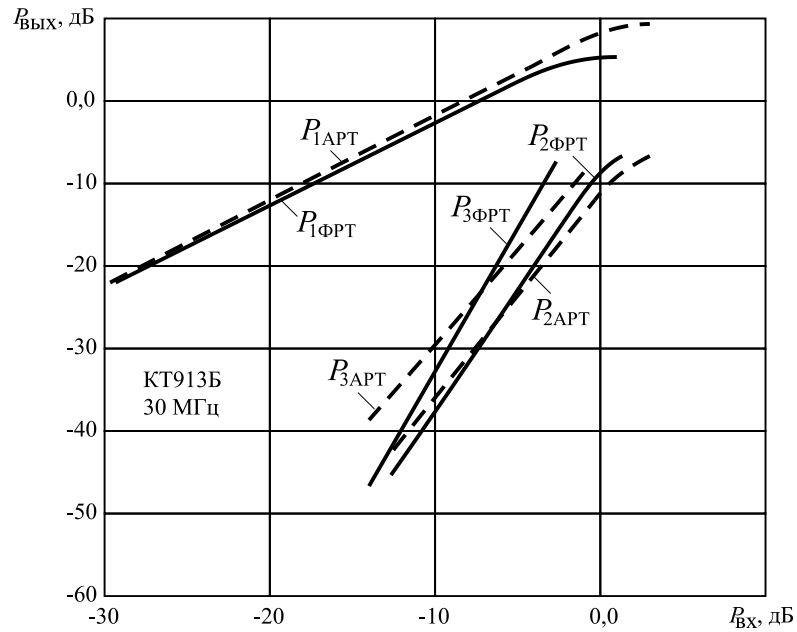
Традиционно верхняя граница линейного динамического диапазона мощного широкополосного усилителя определяется уровнем его выходной мощности, соответствующим сжатию коэффициента усиления на 1 дБ [9]. Поэтому сравнение каскадов с ФРТ и с АРТ осуществлялось в области прилегающей к верхней границе линейного динамического диапазона. Выбор напряжения  $U_{кэ0}$  и тока  $I_{к0}$  в рабочей точке каскада с ФРТ, а также напряжения питания и максимального значения тока потребления  $I_{потрmax}$  каскада с АРТ производился исходя из условия получения максимальной выходной мощности отдаваемой каскадом в нагрузку [6]. Кроме того, область регулирования потребляемого тока  $\Delta I_{п} = I_{потрmax} - I_{потрmin}$  каскада с АРТ выбиралась исходя из требования максимальной линейности его амплитудной характеристики [26].

Принципиальная схема экспериментального макета усилительного каскада, для которого проводились измерения нелинейных составляющих второго и третьего порядка в спектре выходного сигнала при его работе с ФРТ и с АРТ приведена на рис. 1.11. Для проведения исследований необходимы генераторы сигналов с линейной выходной мощностью 2...4 Вт. Поэтому повышение выходной мощности генераторов стандартных сигналов осуществлялось с использованием широкополосных усилителей, реализованных по схеме и рекомендациям, приведенным в разделе 8.2.

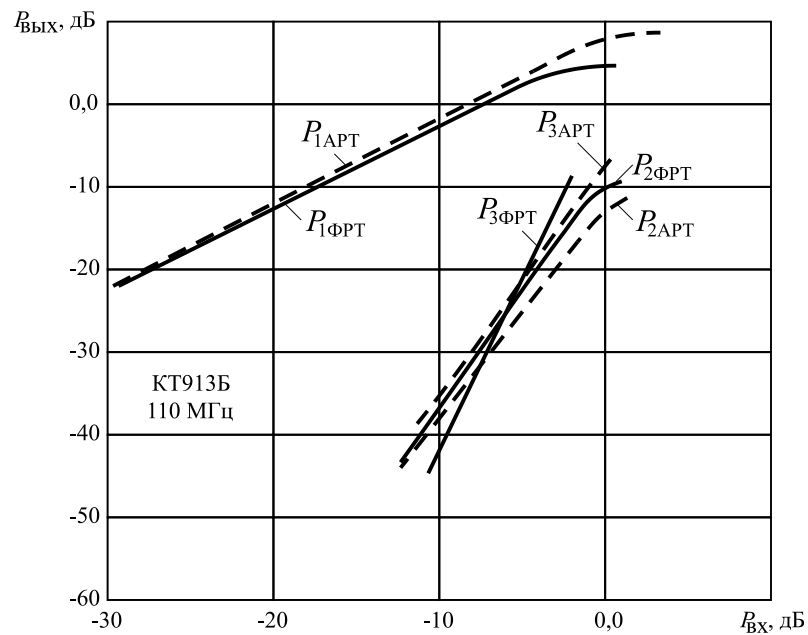
На выходах указанных усилителей устанавливались фильтры нижних частот седьмого порядка [27], обеспечивающие возбуждение исследуемых каскадов моногармоническими сигналами. Двухсигнальное входное воздействие формировалось с помощью сумматора с развязанными входами [6].

Допустимая мощность, рассеиваемая на транзисторе КТ913Б, выбрана равной 5 Вт. При работе каскада с ФРТ  $U_{кэ0}$  и  $I_{к0}$  составляли 18,5 В и 0,274 А. При работе каскада с АРТ  $U_{кэ0}$ ,  $I_{потрmin}$  и  $I_{потрmax}$  были выбраны равными 26 В, 0,14 и 0,385 А. При работе каскада с ФРТ датчик выходного напряжения на диоде  $VDI$  отключается с помощью ключа  $S_1$ . Результаты исследований для частот входных сигналов 30, 110 и 220 МГц приведены на рис. 1.14 – 1.16.

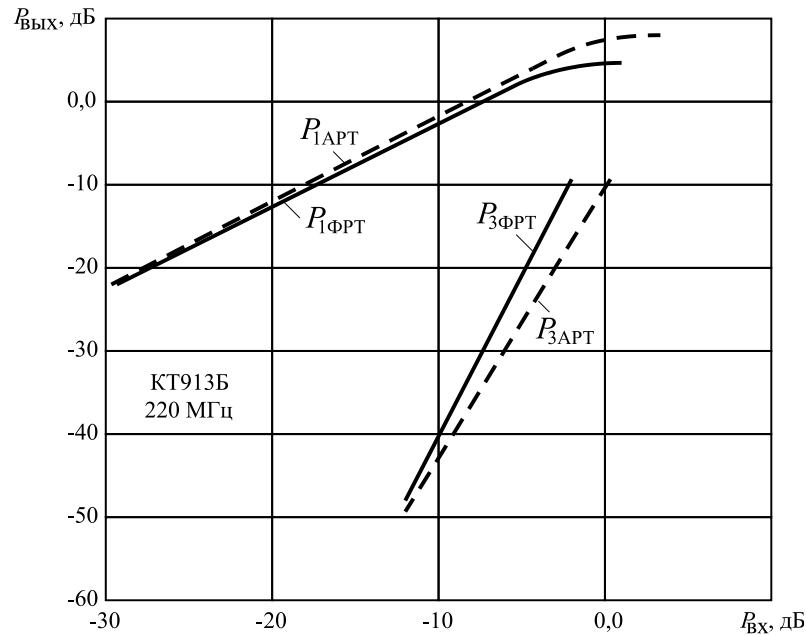




**Рис. 1.14.** Зависимости мощностей первой и второй гармоник и интермодуляционной составляющей третьего порядка выходного сигнала от мощности входного сигнала на частоте 30 МГц



**Рис. 1.15.** Зависимости мощностей первой и второй гармоник и интермодуляционной составляющей третьего порядка выходного сигнала от мощности входного сигнала на частоте 110 МГц



**Рис. 1.16.** Зависимости мощностей первой гармоники и интермодуляционной составляющей третьего порядка выходного сигнала от мощности входного сигнала на частоте 220 МГц

Интермодуляционные искажения третьего порядка измерялись при условии равенства амплитуд двухчастотного воздействия и разносе частот равном 5 МГц. По оси абсцисс на рис. 1.14 – 1.16 отложена входная мощность, выраженная в децибелах относительно ватта, по оси ординат отложена выходная мощность, также выраженная в децибелах относительно ватта [26], и приняты следующие обозначения:  $P_{1ФРТ}$ ,  $P_{1АРТ}$  – мощность первой гармоники на выходе каскада с ФРТ и АРТ соответственно;  $P_{2ФРТ}$ ,  $P_{2АРТ}$  – мощность второй гармоники;  $P_{3ФРТ}$ ,  $P_{3АРТ}$  – мощность интермодуляционной составляющей третьего порядка. На выходе каскада установлена выходная корректирующая цепь в виде фильтра нижних частот, образуемая элементами  $L3$ ,  $C9$  и выходной емкостью транзистора КТ939А [6]. Поэтому при частоте входного сигнала 220 МГц высшие гармоники отфильтровываются и не поступают на выход усилителя, что нашло отражение на рис. 1.16.

По амплитудным характеристикам, приведенным на рис. 1.14 – 1.16, сложно определить уровень выходной мощности каскадов, соответствующий сжатию их коэффициентов усиления на 1 дБ. Поэтому на рис. 1.17 приведены зависимости коэффициентов усиления исследуемых каскадов с ФРТ (непрерывные кривые) и с АРТ (пунктирные кривые) от уровня их выходной мощности и частоты усиливаемых сигналов.

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 1.14 – 1.17, позволяет сделать следующие выводы. При равных выходных мощностях каскадов с ФРТ и с АРТ, соответствующих сжатию коэффициентов усиления каскадов с ФРТ

на 1 дБ, уровень второй гармоники и интермодуляционные искажения третьего порядка в каскадах с АРТ на 3...10 дБ меньше чем в каскадах с ФРТ.

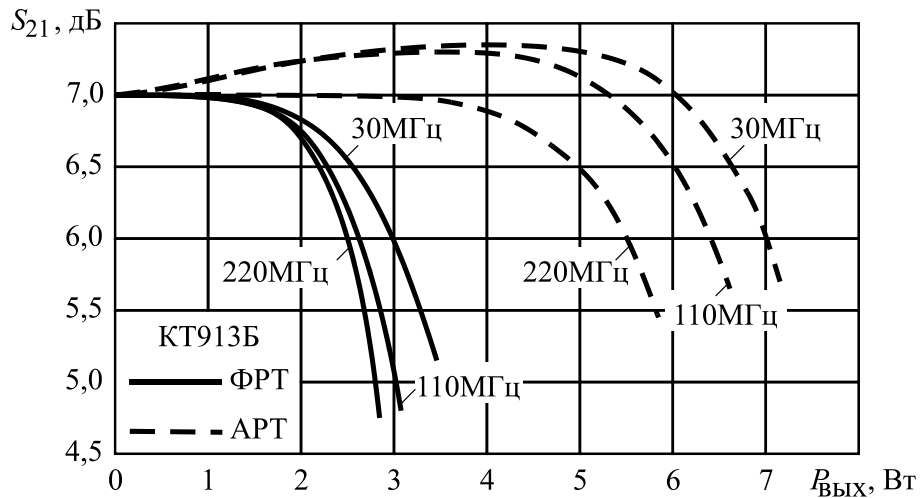


Рис. 1.17. Зависимости сжатия коэффициента усиления каскадов с ФРТ и с АРТ на транзисторе КТ913Б от уровня выходной мощности и частоты усиливаемого сигнала

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

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

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

### 1.7. Работа усилительного каскада с автоматической регулировкой потребляемого тока на несогласованную нагрузку

Известные схемные решения построения усилительных каскадов с АРТ предназначены для работы на согласованную нагрузку, что значительно сокращает область применения таких усилителей. Рассмотрим влияние сопротивления нагрузки на работу широкополосного усилительного каскада (рис. 1.18), в котором использована система АРТ с компенсацией ЭД и датчиком выходного напряжения.

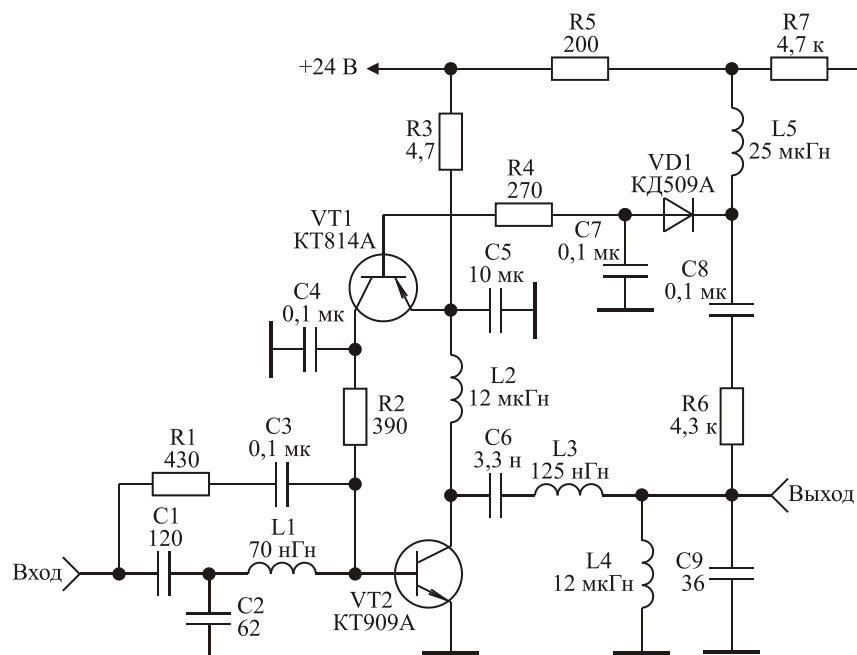


Рис. 1.18. Усилительный каскад с АРТ

Каскад имеет следующие характеристики: коэффициент усиления 16 дБ; полоса пропускания 10...50 МГц; неравномерность АЧХ  $\pm 0,5$  дБ; номинальный уровень выходной мощности 4,2 Вт; потребляемый ток в режиме молчания 0,15 А; потребляемый ток в режиме номинальной выходной мощности 0,55 А; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом.

На рис. 1.19 приведена экспериментальная зависимость выходной мощности каскада от сопротивления нагрузки, полученная при постоянном уровне входного немодулированного сигнала частотой 20 МГц (кривая 1). Здесь же приведена аналогичная зависимость при реализации усилителя с ФРТ (кривая 2).

На рис. 1.20 представлена экспериментальная зависимость тока, потребляемого рассматриваемым каскадом, от сопротивления нагрузки, при том же постоянном входном воздействии (кривая 1). Здесь же приведена аналогичная зависимость при реализации усилителя с ФРТ (кривая 2).

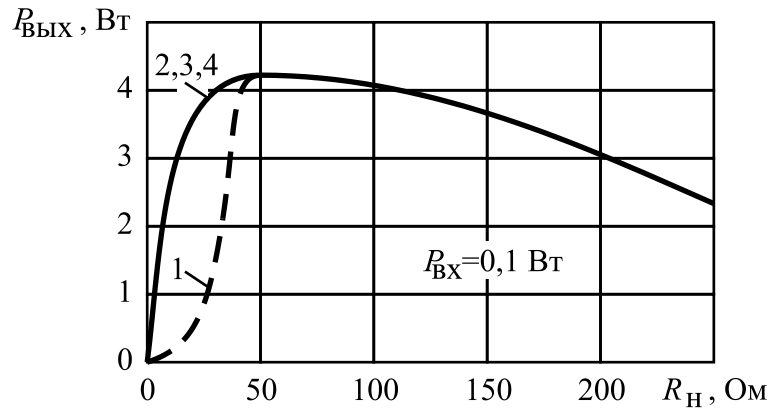


Рис. 1.19. Зависимости выходной мощности каскада с АРТ и ФРТ от сопротивления нагрузки

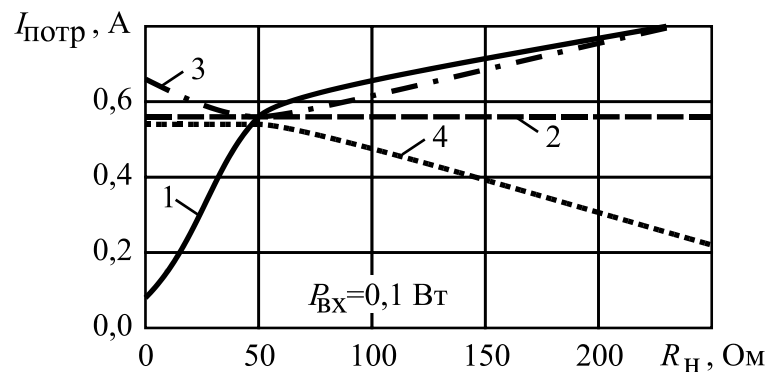


Рис. 1.20. Зависимости токов, потребляемых каскадами с АРТ и ФРТ, от сопротивления нагрузки

На рис. 1.21 приведена экспериментальная зависимость тока, потребляемого каскадом с АРТ, от эффективного значения его выходного напряжения при работе на стандартную 50-омную нагрузку (кривая 1). Здесь же приведена аналогичная зависимость при реализации усилителя с ФРТ (кривая 2).

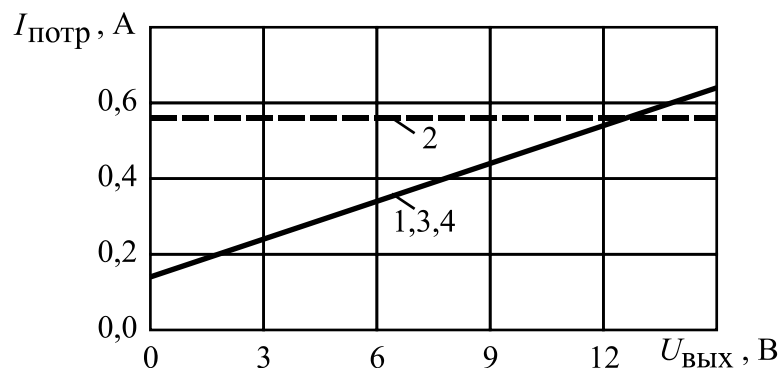


Рис. 1.21. Зависимости токов, потребляемых каскадами с АРТ и ФРТ, от уровня их выходной мощности

Резкое падение выходной мощности в усилительном каскаде с АРТ, при его работе на низкоомную нагрузку, объясняется уменьшением потребляемого каскадом тока из-за уменьшения проводимости передачи системы

регулирования и невыполнения, вследствие этого, условия неискаженного усиления (1.1) [6]. При работе на высокоомную нагрузку, в результате увеличения проводимости передачи системы регулирования, ток потребления каскада с АРТ увеличивается пропорционально росту  $R_H$ , что приводит к уменьшению его КПД.

Для устранения указанных недостатков авторами предложено два варианта схемных решений систем регулирования усилителей с АРТ, предназначенных для работы на несогласованную нагрузку [28, 29].

На рис. 1.22 приведена схема широкополосного усилительного каскада (высокочастотная часть которой аналогична схеме каскада, представленной на рис. 1.18), в котором для управления работой системы регулирования использован датчик выходного напряжения на диоде  $VD2$  и датчик выходного тока на диоде  $VD3$  [28].

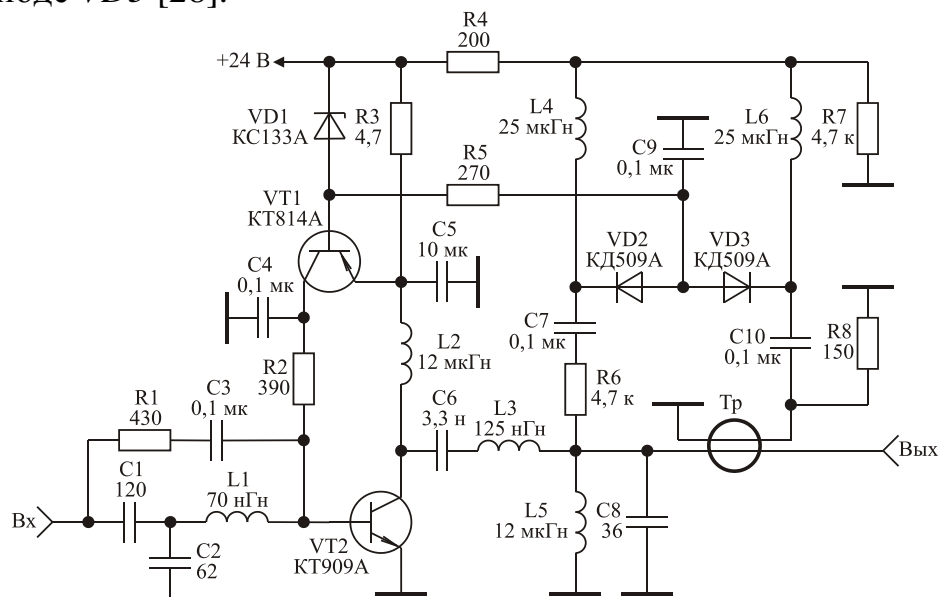


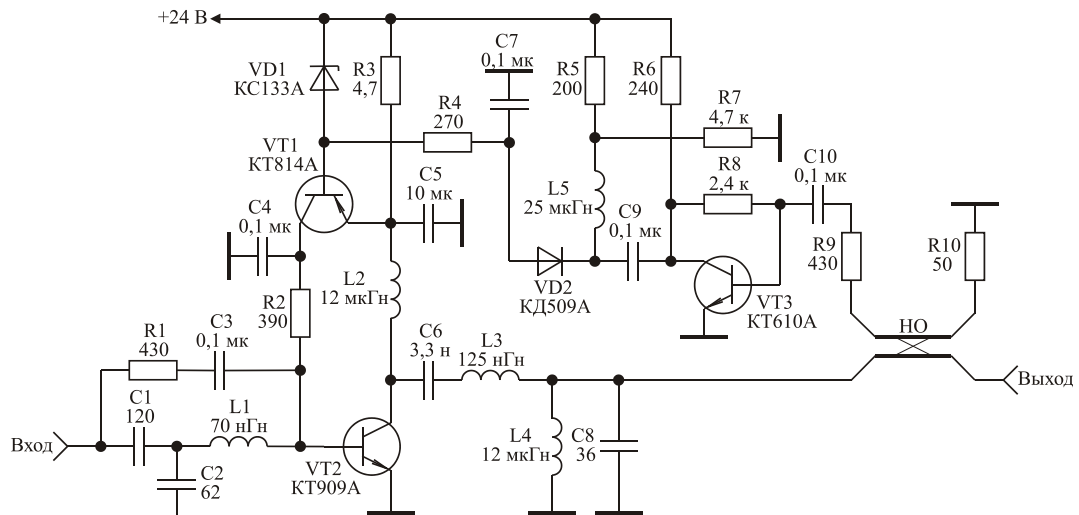
Рис. 1.22. Усилительный каскад с системой АРТ, управляемой датчиками выходного напряжения и выходного тока

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

На рис. 1.19 приведена экспериментальная зависимость выходной мощности рассматриваемого усилительного каскада от сопротивления нагрузки при постоянном уровне входного сигнала (кривая 3). На рис. 1.20 представлена экспериментальная зависимость тока, потребляемого каскадом, от сопротивления нагрузки при том же постоянном входном воздействии

(кривая 3). На рис. 1.21 приведена экспериментальная зависимость тока, потребляемого усилительным каскадом, от эффективного значения его выходного напряжения при работе на стандартную 50-омную нагрузку (кривая 3).

В широкополосном усилительном каскаде, схема которого приведена на рис. 1.23, для управления работой системы регулирования использован датчик выходной мощности, отдаваемой усилителем [29].



**Рис. 1.23.** Усилительный каскад с системой АРТ, управляемой датчиком выходной мощности

Датчик состоит из направленного ответвителя (НО) 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 выбирается уменьшающимся с ростом частоты усиливаемого сигнала со скоростью 6 дБ на октаву. В результате на вход детектора системы АРТ поступает сигнал, пропорциональный уровню выходной мощности и не зависящий от частоты усиливаемого сигнала.

На рис. 1.19 приведена экспериментальная зависимость выходной мощности рассматриваемого усилительного каскада от сопротивления нагрузки, при постоянном уровне входного сигнала (кривая 4). На рис. 1.20 представлена экспериментальная зависимость тока, потребляемого каскадом, от сопротивления нагрузки при том же постоянном входном воздействии (кривая 4). На рис. 1.21 приведена экспериментальная зависимость тока, потребляемого усилительным каскадом, от эффективного значения его выходного напряжения при работе на стандартную 50-омную нагрузку (кривая 4).

Из анализа характеристик, приведенных на рис. 1.19 – 1.21, можно сделать следующие выводы. В отличие от известных схемных решений усилителей с АРТ, в рассматриваемых вариантах усилителей зависимость уровня

выходной мощности от сопротивления нагрузки идентична зависимости, полученной для усилителя с ФРТ. При работе на низкоомную нагрузку ток, потребляемый усилителями, практически не зависит от сопротивления нагрузки и определяется лишь уровнем входного воздействия. При работе на высокоомную нагрузку в усилителе, реализованном по схеме приведенной на рис. 1.22, 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 путем соответствующего выбора напряжения стабилизации стабилитрона *VD1*. В усилителе, реализованном по схеме рис. 1.23, увеличение сопротивления нагрузки приводит к уменьшению мощности, отдаваемой в нагрузку, и уменьшению, в соответствии с этим, проводимости передачи системы регулирования. Поэтому в указанном усилителе величина тока потребления уменьшается пропорционально росту сопротивления нагрузки. При работе на низкоомную нагрузку направленный ответвитель вырождается в трансформатор напряжения на длинных линиях, и сигнал управления оказывается пропорциональным выходному току. В соответствии с этим при работе на низкоомную нагрузку ток, потребляемый каскадом, остается постоянным.

К недостатку усилителя, схема которого приведена на рис. 1.23, следует отнести необходимость использования корректора частотной зависимости переходного затухания направленного ответвителя. Поэтому при построении усилителей с полосой пропускания более 5...7 октав следует отдавать предпочтение схеме, приведенной на рис. 1.22.

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

Для решения указанной задачи предложено совместить схемные решения построения системы регулирования усилителя с АРТ и системы защиты от перегрузки по входу [24]. На рис. 1.24 и 1.25 представлены функциональная схема СУМ с совмещенной системой регулирования и защиты и принципиальная схема одного из вариантов его реализации.

Сверхширокополосный усилитель мощности (рис. 1.24) содержит входной каскад, выходной каскад, датчик высокочастотного тока, регулятор тока питания, ослабитель сигналов, первый детектор, второй детектор, формирователь сигналов управления. СУМ работает следующим образом. В режиме молчания ток, потребляемый выходным каскадом, устанавливается минимальным. При наличии сигнала на входе часть усиленного сигнала через ослабитель сигналов поступает на вход первого детектора, на выходе которого формируется напряжение, пропорциональное амплитуде выходного напряжения СУМ. На вход второго детектора поступает сигнал с датчика ВЧ



тока; на его выходе формируется напряжение, пропорциональное амплитуде выходного тока СУМ.

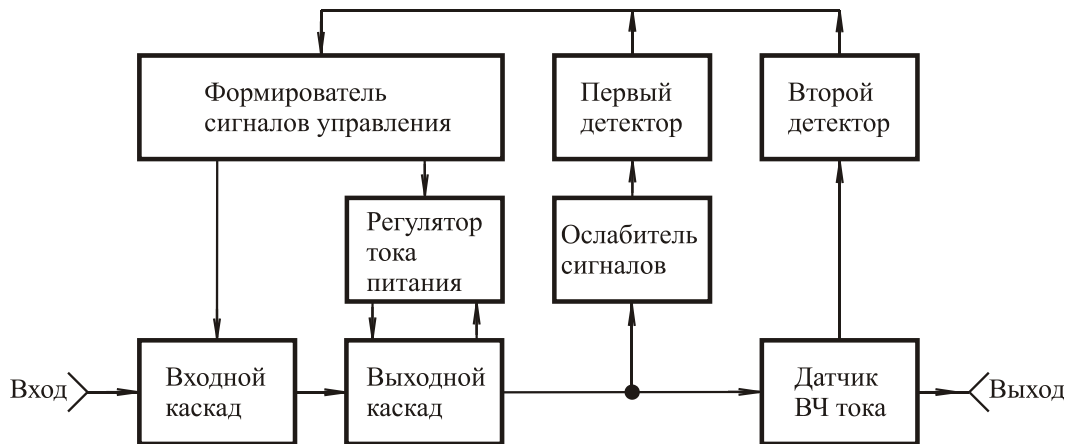


Рис. 1.24. Функциональная схема СУМ с совмещенной системой регулирования и защиты

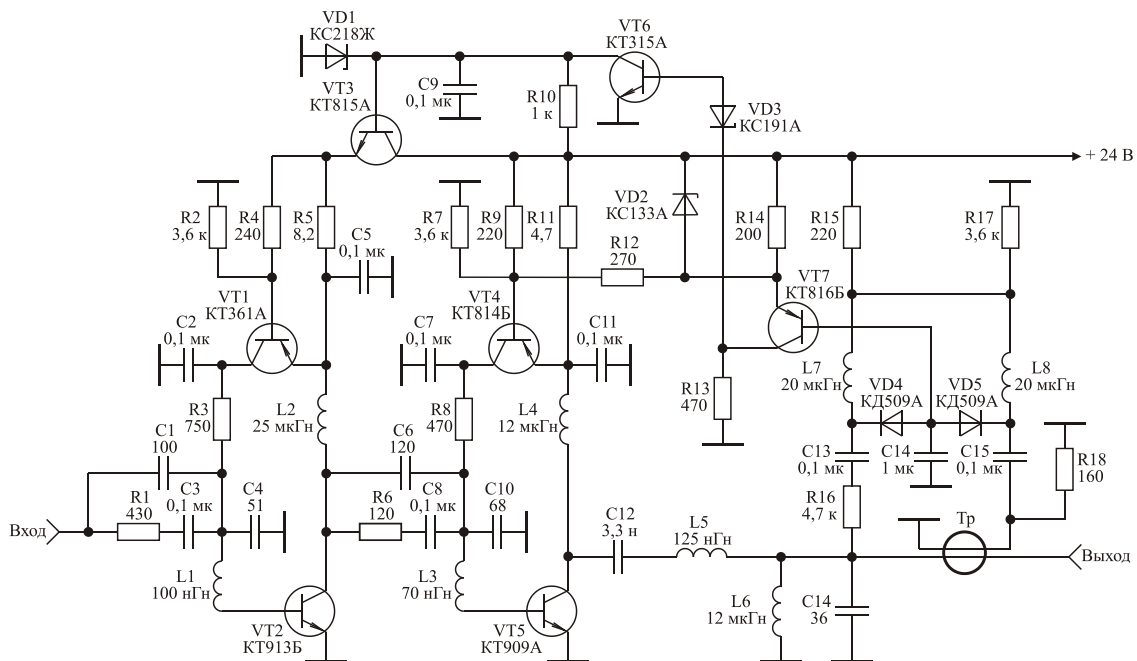


Рис. 1.25. Принципиальная схема СУМ с совмещенной системой регулирования и защиты

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

Напряжения с выходов детекторов поступают на вход формирователя сигналов управления. С его первого выхода снимается сигнал пропорциональный напряжению, подаваемому на его вход, который далее подается на второй вход регулятора тока питания выходного каскада. На первый вход регулятора тока питания подается сигнал с выхода цепи обратной связи выходного каскада. Сигнал обратной связи, снимаемый с выхода цепи обратной

связи выходного каскада, пропорционален току, потребляемому выходным каскадом. При несовпадении уровней сигналов, поступающих на входы регулятора тока питания, ток, потребляемый выходным каскадом, изменяется и устанавливается пропорциональным уровню выходного сигнала. При таком способе управления исключается влияние эффекта детектирования на уровень выходной мощности и одновременно осуществляется термостабилизация рабочей точки активного элемента выходного каскада в режиме постоянной выходной мощности.

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

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

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

### ***Контрольные вопросы***

1. С какой целью в сверхширокополосные усилители мощности вводятся системы автоматической регулировки режима?
2. Поясните назначение фильтра верхних частот, устанавливаемого на выходе усилителя с автоматической регулировкой режима?
3. Почему КПД усилителей с автоматической регулировкой напряжения питания выше, чем КПД усилителей с автоматической регулировкой потребляемого тока?
4. Объясните физику процесса, благодаря которому удается повысить выходную мощность каскада с автоматической регулировкой потребляемого тока по сравнению с каскадом с фиксированной рабочей точкой?
5. В чем отличие инерционной и безынерционной систем автоматической регулировки режима?
6. Как влияет эффект детектирования на закон изменения тока потребления каскада с автоматической регулировкой потребляемого тока без схемы компенсации?
7. Чем опасна перегрузка по входу каскада с автоматической регулировкой потребляемого тока работающего на несогласованную нагрузку?

## 2. СИНТЕЗ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ МОДЕЛИ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОЩНОГО УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

В настоящем разделе предлагается метод синтеза полиномиальной модели передаточной характеристики мощного усилительного каскада, формируемой по общепринятой инерционной малосигнальной эквивалентной схеме замещения транзистора с нелинейными элементами, и позволяющей осуществлять анализ основных нелинейных характеристик усилительного каскада при его работе в режиме как существенной, так и несущественной нелинейности.

Наиболее удобным из существующих методов исследования нелинейных характеристик усилительных каскадов является представление их передаточных характеристик мгновенных значений степенными полиномами с комплексными коэффициентами [9]:

$$u_{\text{ВЫХ}} = \sum_{n=1}^N (a_n + jb_n) e_{\Gamma}^n, \quad (2.1)$$

где  $e_{\Gamma}$  – мгновенное значение ЭДС генератора;

$u_{\text{ВЫХ}}$  – мгновенное значение выходного напряжения;

$a_n, b_n$  – коэффициенты аппроксимации.

При известных коэффициентах  $a_n, b_n$  расчет нелинейных искажений не представляет трудности и основан на использовании аппарата рядов Фурье, либо тригонометрических функций кратного аргумента [9].

Для нахождения коэффициентов передаточной характеристики (2.1) по общепринятой малосигнальной эквивалентной схеме замещения транзистора, учитывающей его инерционные и нелинейные свойства [9], примем следующие, обычно выполняемые допущения [6]: сопротивление нагрузки усилительного каскада активно, постоянно во всем рабочем диапазоне частот и выбрано исходя из реализации режима максимального использования транзистора по мощности; реактивные элементы выходной цепи транзистора включены в выходную корректирующую цепь и не влияют на максимальную величину выходной мощности, отдаваемой транзистором.

При выполнении принятых допущений нагрузочная линия транзистора является прямой [6] и по его известной нелинейной модели, в случае квазигармонического входного воздействия, можно рассчитать зависимость обратной величины мгновенного значения комплексного коэффициента прямой передачи  $K_E$  усилительного каскада от мгновенного значения напряжения на выходе [26, 30]:

$$\frac{1}{K_E(u_{\text{ВЫХ}})} = \frac{de_{\Gamma}}{du_{\text{ВЫХ}}} = f(u_{\text{ВЫХ}}), \quad (2.2)$$

где  $u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{кЭ}} - U_{\text{кЭ0}}$ ;

$u_{кэ}$  – мгновенное значение напряжения коллектор-эмиттер транзистора;

$U_{кэ0}$  – напряжение коллектор-эмиттер в точке покоя.

Аппроксимируя зависимость (2.2) степенным полиномом с комплексными коэффициентами [30] и интегрируя полученное выражение по  $u_{ВЫХ}$ , получим:

$$e_{Г} = \sum_{n=1}^N (c_n + jd_n) u_{ВЫХ}^n. \quad (2.3)$$

Поскольку между переменными  $e_{Г}$  и  $u_{ВЫХ}$  существует взаимно однозначное соответствие, выражение (2.3) можно аппроксимировать обратной зависимостью вида (2.1).

Таким образом, нелинейная передаточная характеристика усилительного каскада может быть получена по общепринятой инерционной малосигнальной эквивалентной схеме замещения транзистора с нелинейными элементами.

Передаточную характеристику (2.1) можно найти и по экспериментально измеренной зависимости (2.2). Это позволяет, при необходимости, контролировать точность нелинейной модели транзистора, применяемой при расчетах.

Рассчитанная описанным выше методом передаточная характеристика (2.1) может быть использована для анализа основных нелинейных характеристик усилительного каскада, работающего в режиме несущественной нелинейности, так как аппроксимация обратной величины мгновенных значений комплексного коэффициента прямой передачи (2.2) не охватывает область насыщения и отсечки.

Указанный недостаток можно устранить, если совместить точность полиномиальной модели и возможность неограниченного расширения области аппроксимации пороговой модели [6], используя полиномы с отсечкой. Для этого, после расширения границ области изменения мгновенных значений  $e_{Г}$  и  $u_{ВЫХ}$ , определяемых соотношением (2.3), осуществляется аппроксимация зависимости  $u_{ВЫХ} = f(e_{Г})$  в новых границах изменения указанных величин с помощью полиномов высоких степеней вида (2.1) [5].

**Пример.** Рассчитаем передаточную характеристику мгновенных значений вида (2.1) и амплитудную характеристику усилительного каскада с ФРТ, принципиальная схема которого приведена на рис. 2.1 [30]. Каскад имеет следующие линейные характеристики: коэффициент усиления 10 дБ; полоса пропускания 1...400 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики  $\pm 1,0$  дБ; сопротивление генератора  $R_{Г}$  и нагрузки 50 Ом; ток и напряжение в рабочей точке рассчитаны по (1.5) и равны:  $I_{к0} = 0,34$  А,  $U_{кэ0} = 17$  В.

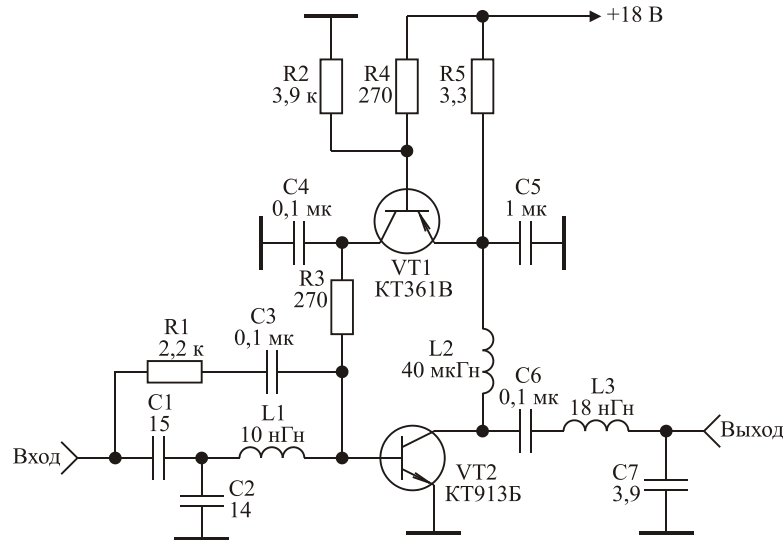


Рис. 2.1. Принципиальная схема усилительного каскада с ФРТ

**Решение.** Для простоты ограничимся расчетом в области низких частот, где транзистор KT913B можно считать безынерционным. В этом случае коэффициент прямой передачи каскада равен [30]:

$$K_E = \frac{\beta_0 R_H}{r_3(1 + \beta_0) + r_{\bar{c}} + R_1 + R_T}, \quad (2.4)$$

где  $\beta_0$  – дифференциальный коэффициент передачи тока биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером;

$r_3, r_{\bar{c}}$  – элементы эквивалентной схемы замещения транзистора [25].

Нагрузочная прямая транзистора по сигналу может быть описана выражением:

$$i_K = I_{K0} + (U_{KЭ0} - u_{KЭ})/R_H = 0,34 - u_{ВЫХ}/50, \quad (2.5)$$

где  $i_K$  – мгновенное значение тока коллектора.

Для ряда точек ( $n=16$ ) нагрузочной прямой рассчитаем значения  $u_{ВЫХ}$  и  $1/K_E$ , используя (2.4), (2.5) и режимные зависимости  $\beta_0$  и  $r_3$ , описанные в [25]. Результаты расчетов приведены в таблице 2.1.

Используя стандартные процедуры математического пакета для инженерных и научных расчетов MATLAB [31] аппроксимируем степенным полиномом десятого порядка зависимость  $1/K_E$  от  $u_{ВЫХ}$ . Интегрируя найденное выражение по  $u_{ВЫХ}$  получим (здесь и далее для компактности записи коэффициенты полиномов округлены до двух значащих цифр):

$$\begin{aligned} e_{\Gamma} = & 0,32u_{ВЫХ} - 5,1 \cdot 10^{-4}u_{ВЫХ}^2 + 1,6 \cdot 10^{-4}u_{ВЫХ}^3 + 3 \cdot 10^{-5}u_{ВЫХ}^4 - \\ & - 3,4 \cdot 10^{-5}u_{ВЫХ}^5 - 7,4 \cdot 10^{-7}u_{ВЫХ}^6 + 3,3 \cdot 10^{-7}u_{ВЫХ}^7 + \\ & + 4,9 \cdot 10^{-9}u_{ВЫХ}^8 - 1,4 \cdot 10^{-9}u_{ВЫХ}^9 - 1,1 \cdot 10^{-11}u_{ВЫХ}^{10} + 2,1 \cdot 10^{-12}u_{ВЫХ}^{11}. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Используя (2.6) для табличных значений  $u_{ВЫХ}$  рассчитаем значения  $e_{\Gamma}$  (см. табл. 2.1). По известным  $u_{ВЫХ}$  и  $e_{\Gamma}$  найдем:

$$\begin{aligned} u_{ВЫХ} = & 3e_{\Gamma} - 2,6 \cdot 10^{-2}e_{\Gamma}^2 + 9,2 \cdot 10^{-3}e_{\Gamma}^3 + 9,5 \cdot 10^{-3}e_{\Gamma}^4 - 1,9 \cdot 10^{-3}e_{\Gamma}^5 - \\ & - 6,8 \cdot 10^{-4}e_{\Gamma}^6 + 7,5 \cdot 10^{-5}e_{\Gamma}^7 + 2,3 \cdot 10^{-5}e_{\Gamma}^8 - 1,1 \cdot 10^{-6}e_{\Gamma}^9 - 2,8 \cdot 10^{-7}e_{\Gamma}^{10}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

При моногармоническом входном воздействии из (2.7) получим, что амплитуда первой гармоники выходного сигнала равна:

$$U_{\text{ВЫХ1}} = 2,958E_{\Gamma} + 6,91 \cdot 10^{-3} E_{\Gamma}^3 - 1,166 \cdot 10^{-3} E_{\Gamma}^5 + 4,095 \cdot 10^{-5} E_{\Gamma}^7 - 5,206 \cdot 10^{-7} E_{\Gamma}^9, \quad (2.8)$$

где  $E_{\Gamma}$  – амплитудное значение ЭДС генератора.

Выражение (2.8) является амплитудной характеристикой рассматриваемого усилительного каскада.

Таблица 2.1. Зависимость  $1/K_E$  от  $u_{\text{ВЫХ}}$

$n$	1	2	3	4	5	6	7	8
$u_{\text{ВЫХ}n}$	-14,7	-14	-13	-11	-9	-7	-5	0
$1/K_{En}$	1	0,694	0,556	0,445	0,392	0,362	0,347	0,337
$e_{\Gamma n}$	-6,19	-5,6	-4,99	-3,97	-3,14	-2,4	-1,69	0
$n$	9	10	11	12	13	14	15	16
$u_{\text{ВЫХ}n}$	3	6	9	13	15	16	16,2	16,6
$1/K_{En}$	0,33	0,335	0,337	0,34	0,38	0,48	0,56	1
$e_{\Gamma n}$	0,978	2,04	3,0	4,4	5,09	5,46	5,58	5,88

График зависимости сжатия коэффициента усиления  $\Delta K$  первой гармоники от уровня выходной мощности каскада, рассчитанный с использованием (2.8) приведен на рис. 2.2 (кривая 1). Здесь же дана экспериментальная характеристика (кривая 2).

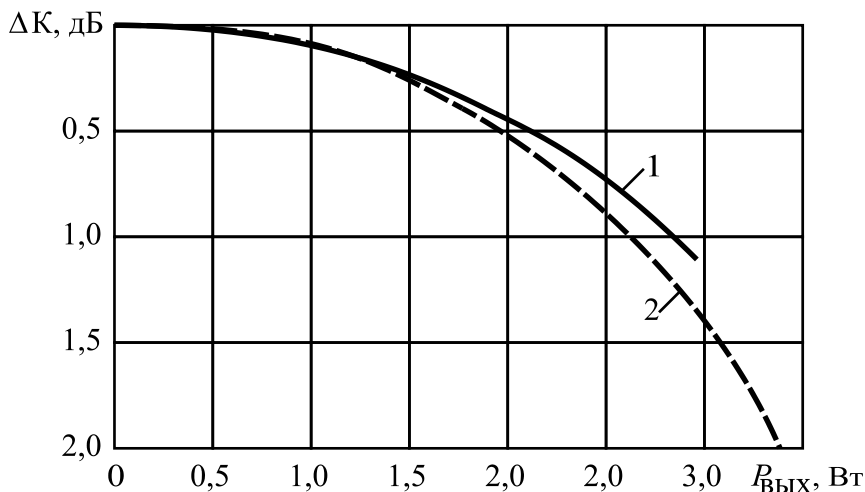


Рис. 2.2. Зависимость сжатия коэффициента усиления от уровня выходной мощности каскада

### Контрольные вопросы

1. В чем заключается идея нахождения передаточной характеристики усилительного каскада по общепринятой малосигнальной эквивалентной схеме замещения транзистора?
2. Каковы ограничения рассматриваемой методики?
3. Чем отличается амплитудная характеристика каскада от характеристики мгновенных значений?

### **3. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ МОЩНЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ С КОРРЕКТИРУЮЩИМИ ЦЕПЯМИ**

В настоящем разделе предлагается метод параметрического синтеза мощных усилительных каскадов с корректирующими цепями, позволяющий осуществлять реализацию максимально возможного для заданного схемного решения коэффициента усиления каскада при одновременном обеспечении заданного допустимого отклонения его АЧХ от требуемой формы. Приводятся примеры использования предлагаемого метода для синтеза таблиц нормированных значений элементов наиболее эффективных схемных решений построения КЦ сверхширокополосных усилителей мощности.

В многокаскадных усилителях с верхней частотой полосы пропускания  $f_B$  много меньше  $f_T$  используемых транзисторов КПД усилителя определяется в основном КПД выходного каскада [8]. Возрастание требований к радиоэлектронной аппаратуре, в частности к частотному диапазону обрабатываемых сигналов, приводит к необходимости разработки усилителей с полосой пропускания, соизмеримой с  $f_T$  используемых транзисторов. Коэффициент усиления по мощности  $G_{НОМ}$  одного каскада усилителя в этом случае оказывается равным 3...10 дБ [4, 6], а КПД всего усилителя составляет величину много меньшую, чем КПД выходного каскада. В этом случае увеличение  $G_{НОМ}$  на 1...2 дБ позволяет повысить КПД усилителя в 1,2...1,5 раза [5]. Этим обусловлена необходимость реализации максимально возможного коэффициента усиления каждого усилительного каскада многокаскадного усилителя.

Современные методы параметрического синтеза усилительных каскадов с корректирующими цепями основаны либо на реализации требуемого рабочего затухания КЦ в нескольких частотных точках полосы пропускания без контроля поведения АЧХ между этими точками, либо на осуществлении межкаскадного согласования в рабочей полосе частот без учета частотной зависимости коэффициента усиления двухсторонне согласованного транзистора [2, 8, 15]. Поэтому их использование не позволяет осуществлять реализацию максимально возможного, для заданного схемного решения, коэффициента усиления при одновременном обеспечении заданного допустимого отклонения АЧХ от требуемой формы.

#### **3.1. Метод параметрического синтеза мощных усилительных каскадов с корректирующими цепями**

Согласно [4, 14], коэффициент передачи усилительного каскада с КЦ может быть описан в символьном виде дробно-рациональной функцией комплексного переменного:

$$S_{21}(p) = S_{21}(0) \frac{a_0 + a_1 p + \dots + a_m p^m}{b_0 + b_1 p + \dots + b_n p^n}, \quad (3.1)$$

где  $p = j\Omega_{\text{норм}}$ ;

$\Omega_{\text{норм}} = \omega/\omega_{\text{В}}$  – нормированная частота;

$\omega$  – текущая круговая частота;

$\omega_{\text{В}}$  – верхняя круговая частота полосы пропускания СУМ, либо центральная круговая частота ПУМ;

$S_{21}(0)$  – коэффициент передачи СУМ в области нижних частот его полосы пропускания, либо коэффициент передачи ПУМ на частоте  $\Omega_{\text{норм}} = 1$ ;

$a_i = a_i(RLC), b_j = b_j(RLC)$  – коэффициенты, являющиеся функциями параметров КЦ, нормированных относительно  $\omega_{\text{В}}$  и сопротивления генератора  $R_{\Gamma}$ .

Выберем в качестве прототипа передаточной характеристики каскада дробно-рациональную функцию вида:

$$T_n \Phi \cong \frac{c_0 + c_1 p + \dots + c_m p^m}{d_0 + d_1 p + \dots + d_n p^n}. \quad (3.2)$$

Найдём такие её коэффициенты, которые позволят из системы нелинейных уравнений [32]

$$\left. \begin{aligned} a_i &= c_i, i = 0 \dots m, \\ b_j &= d_j, j = 0 \dots n \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

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

В теории усилителей нет разработанной методики расчета коэффициентов  $c_i, d_j$ . Поэтому для их расчета воспользуемся методом оптимального синтеза электрических фильтров [33].

В соответствии с указанным методом перейдем к квадрату модуля функции (3.2):

$$|T_n \Phi|^2 = F(x, \mathbf{C}_m, \mathbf{D}_n) = \frac{C_0 + C_1 x + \dots + C_m x^m}{1 + D_1 x + \dots + D_n x^n} = \frac{M(x, \mathbf{C}_m)}{N(x, \mathbf{D}_n)}, \quad (3.4)$$

где  $x = \Omega_{\text{норм}}^2$ ;

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

$\mathbf{D}_n = \{D_1, D_2, \dots, D_n\}$  – вектор коэффициентов  $D_j$ .



При известных коэффициентах функции  $F(x, \mathbf{C}_m, \mathbf{D}_n)$ , коэффициенты функции (3.2) могут быть определены с помощью следующего алгоритма [33]:

1. В функции  $F(x, \mathbf{C}_m, \mathbf{D}_n)$  осуществляется замена переменной  $x = -p^2$ , и вычисляются нули полиномов числителя и знаменателя.
2. Каждый из полиномов числителя и знаменателя представляется в виде произведения двух полиномов, один из которых должен быть полиномом Гурвица.
3. Отношение полиномов Гурвица числителя и знаменателя является искомой функцией  $T_n(p)$ .

Для решения задачи нахождения векторов коэффициентов  $\mathbf{C}_m, \mathbf{D}_n$  составим систему линейных неравенств [33]:

$$\left. \begin{aligned} |\xi(x) - F(x, \mathbf{C}_m, \mathbf{D}_n)| &\leq \delta; \\ M(x, \mathbf{C}_m) &\geq \varepsilon_0; \\ N(x, \mathbf{D}_n) &\geq \varepsilon_0; \quad x \in E_r, \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

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

$\xi(x)$  – требуемая зависимость  $F(x, \mathbf{C}_m, \mathbf{D}_n)$  на множестве  $E_r$ ;

$\delta$  – допустимое уклонение  $F(x, \mathbf{C}_m, \mathbf{D}_n)$  от  $\xi(x)$ ;

$\varepsilon_0$  – малая константа.

Первое неравенство в (3.5) определяет величину допустимого уклонения АЧХ каскада от требуемой формы. Второе и третье неравенства определяют условия физической реализуемости рассчитываемой КЦ. Учитывая, что полиномы  $M(x, \mathbf{C}_m)$  и  $N(x, \mathbf{D}_n)$  положительны, модульные неравенства можно заменить простыми и записать задачу в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} [\xi(x) - \delta]N(x, \mathbf{D}_n) - M(x, \mathbf{C}_m) &\leq 0; \\ -[\xi(x) + \delta]N(x, \mathbf{D}_n) + M(x, \mathbf{C}_m) &\leq 0; \\ \varepsilon_0 - M(x, \mathbf{C}_m) &\leq 0; \\ \varepsilon_0 - N(x, \mathbf{D}_n) &\leq 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

Неравенства (3.6) являются стандартной задачей линейного программирования [34]. В отличие от теории фильтров, где данная задача решается при условии минимизации функции цели ( $Fun = \delta = \min[33]$ ), неравенства (3.6) следует решать при условии максимизации функции цели ( $Fun = D_n = \max$ ), что соответствует достижению максимального значения коэффициента усиления рассчитываемого каскада [35]. Решение неравенств (3.6) позволяет получить векторы коэффициентов  $\mathbf{C}_m, \mathbf{D}_n$ , соответствующие заданным значениям  $\xi(x)$  и  $\delta$ .

Таким образом, предлагаемый метод параметрического синтеза мощных усилительных каскадов с корректирующими цепями позволяет осуществлять реализацию максимально возможного, для заданного схемного решения, коэффициента усиления каскада при одновременном обеспечении заданного допустимого отклонения его АЧХ от требуемой формы, и состоит из следующих этапов:

1. Нахождение дробно-рациональной функции комплексного переменного, описывающей коэффициент передачи усилительного каскада с КЦ.
2. Синтез коэффициентов квадрата модуля прототипа передаточной характеристики усилительного каскада с КЦ по заданным значениям  $\xi(x)$  и  $\delta$ .
3. Расчет коэффициентов функции-прототипа  $T_n(p)$  по известным коэффициентам ее квадрата модуля.
4. Решение системы нелинейных уравнений (3.7) относительно нормированных значений элементов КЦ.
5. Денормирование значений элементов КЦ по заданным  $\omega_B$  и  $R_T$ .

Рассмотрим применение предлагаемого метода параметрического синтеза усилительных каскадов с КЦ для синтеза таблиц нормированных значений элементов наиболее эффективных схемных решений построения КЦ сверхширокополосных усилителей мощности.

Известные схемные решения построения корректирующих цепей СУМ отличаются большим разнообразием. Однако из-за сложности настройки и высокой чувствительности характеристик усилителей к разбросу параметров сложных КЦ, в усилителях мощности ОВЧ - и УВЧ-диапазонов практически не применяются КЦ более четвертого порядка.

На рис. 3.1–3.3 приведены схемы КЦ, наиболее часто применяемые при построении сверхширокополосных усилителей мощности ОВЧ - и УВЧ-диапазонов [4–8].

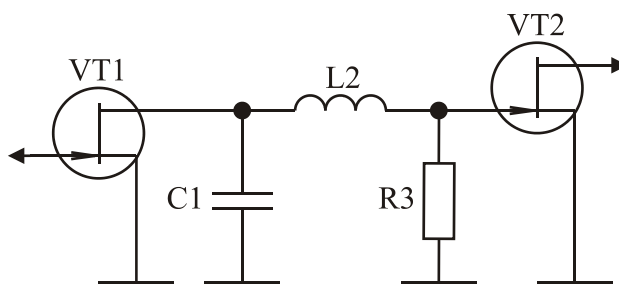


Рис. 3.1. Четырехполюсная диссипативная КЦ второго порядка

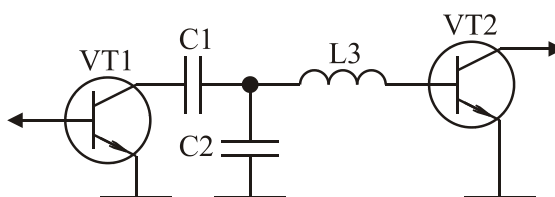


Рис. 3.2. Четырехполюсная реактивная КЦ третьего порядка

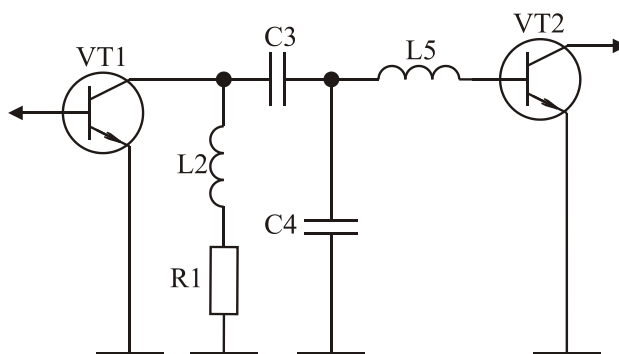


Рис. 3.3. Четырехполюсная диссипативная КЦ четвертого порядка

Осуществим синтез таблиц нормированных значений элементов приведенных схемных решений КЦ.

### 3.2. Параметрический синтез каскадов с корректирующей цепью второго порядка

Практические исследования различных схемных решений усилительных каскадов с КЦ на полевых транзисторах показали, что схема КЦ, представленная на рис. 3.1, является одной из наиболее эффективных, с точки зрения достижимых характеристик, простоты настройки и конструктивной реализации.

Аппроксимируя входной и выходной импедансы транзисторов  $VT1$  и  $VT2$   $RC$ - и  $LC$ - цепями [3] найдем выражение для расчета коэффициента передачи последовательного соединения транзистора  $VT1$  и КЦ:

$$K(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_0}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3}; \quad (3.7)$$

где  $K_0 = \frac{S R_{\text{ВЫХ}} R_3}{R_{\text{ВЫХ}} + R_3};$

$$p = j\Omega_{\text{норм}};$$

$$\Omega_{\text{норм}} = \omega/\omega_{\text{В}} - \text{нормированная частота};$$

$$\omega - \text{текущая круговая частота};$$

$\omega_{\text{В}}$  – верхняя круговая частота полосы пропускания разрабатываемого усилителя;

$$a_1 = \frac{L'_{2\text{норм}} + R_{3\text{норм}}(C'_{1\text{норм}} + C_{\text{вхнорм}})}{1 + R_{3\text{норм}}};$$

$$a_2 = \frac{L'_{2\text{норм}}(C'_{1\text{норм}} + R_{3\text{норм}}C_{\text{вхнорм}})}{1 + R_{3\text{норм}}}; a_3 = \frac{R_{3\text{норм}}L'_{2\text{норм}}C'_{1\text{норм}}C_{\text{вхнорм}}}{1 + R_{3\text{норм}}};$$

$S$  – крутизна транзистора  $VT1$ ;

$R_{\text{ВЫХ}}$  – выходное сопротивление транзистора  $VT1$ ;

$$C'_{1\text{норм}} = C_{1\text{норм}} + C_{\text{ВЫХнорм}};$$

$$L'_{2\text{норм}} = L_{2\text{норм}} + L_{\text{ВХнорм}};$$

$C_{1\text{норм}}, L_{2\text{норм}}, R_{3\text{норм}}, C_{\text{ВЫХнорм}}, L_{\text{ВХнорм}}, C_{\text{ВХнорм}}$  – нормированные относительно  $\omega_{\text{В}}$  и  $R_{\text{ВЫХ}}$  значения элементов  $C_1, L_2, R_3, C_{\text{ВЫХ}}, L_{\text{ВХ}}, C_{\text{ВХ}}$ ;

$C_{\text{ВЫХ}}$  – выходная емкость транзистора  $VT1$ ;

$L_{\text{ВХ}}, C_{\text{ВХ}}$  – входная индуктивность и входная емкость транзистора  $VT2$ .

В качестве прототипа передаточной характеристики каскада выберем функцию вида

$$T(p) = \frac{1}{1 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3}, \quad (3.8)$$

квадрат модуля которой равен:

$$|T(p)|^2 = \frac{1}{1 + B_1 x + B_2 x^2 + B_3 x^3}. \quad (3.9)$$

Для выражения (3.9) составим систему линейных неравенств (3.6):

$$\left. \begin{aligned} & \mathbb{F}(x) - \delta \bar{(1 + B_1 x + B_2 x^2 + B_3 x^3)} - 1 \leq 0; \\ & - \mathbb{F}(x) + \delta \bar{(1 + B_1 x + B_2 x^2 + B_3 x^3)} + 1 \leq 0; \\ & \varepsilon_0 - (1 + B_1 x + B_2 x^2 + B_3 x^3) \leq 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

Решая (3.10) для различных  $\delta$ , при условии максимизации функции цели:  $Fun = B_3 = \max$ , найдем коэффициенты квадрата модуля функции-прототипа (3.9), соответствующие различным значениям допустимого отклонения АЧХ от требуемой формы. Вычисляя полиномы Гурвица знаменателя функции (3.9), определим требуемые коэффициенты функции-прототипа (3.8). Решая систему нелинейных уравнений

$$a_1 = b_1; \quad a_2 = b_2; \quad a_3 = b_3,$$

относительно  $C'_{1\text{норм}}, L'_{2\text{норм}}, R_{3\text{норм}}$  при различных значениях  $C_{\text{ВХнорм}}$ , найдем нормированные значения элементов КЦ, приведенной на рис. 3.1. Результаты вычислений сведены в таблицу 3.1.

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

При заданных  $\omega_{\text{В}}$  и  $\delta$  расчет КЦ сводится к нахождению нормированного значения  $C_{\text{ВХ}}$ , определению по таблице 3.1 соответствующих значений

$C'_{1\text{норм}}, L'_{2\text{норм}}, R_{3\text{норм}}$  и их денормированию.

Таблица 3.1. Нормированные значения элементов КЦ

$C_{\text{ВХнорм}}$	$\delta = \pm 0,25$ дБ			$\delta = \pm 0,5$ дБ		
	$C'_{1\text{норм}}$	$L'_{2\text{норм}}$	$R_{3\text{норм}}$	$C'_{1\text{норм}}$	$L'_{2\text{норм}}$	$R_{3\text{норм}}$
0,01	1,59	88,2	160,3	2,02	101	202,3
0,05	1,59	18,1	32,06	2,02	20,64	40,5
0,1	1,59	9,31	16,03	2,02	10,57	20,2
0,15	1,59	6,39	10,69	2,02	7,21	13,5
0,2	1,59	4,93	8,02	2,02	5,50	10,1
0,3	1,59	3,47	5,35	2,02	3,86	6,75
0,4	1,59	2,74	4,01	2,02	3,02	5,06
0,6	1,59	2,01	2,68	2,02	2,18	3,73
0,8	1,59	1,65	2,01	2,02	1,76	2,53
1	1,58	1,43	1,61	2,02	1,51	2,02
1,2	1,58	1,28	1,35	2,02	1,34	1,69
1,5	1,46	1,18	1,17	2,02	1,17	1,35
1,7	1,73	1,02	0,871	2,01	1,09	1,19
2	1,62	0,977	0,787	2,00	1,00	1,02
2,5	1,61	0,894	0,635	2,03	0,90	0,807
3	1,61	0,837	0,530	2,03	0,83	0,673
3,5	1,60	0,796	0,455	2,02	0,78	0,577
4,5	1,60	0,741	0,354	2,02	0,72	0,449
6	1,60	0,692	0,266	2,02	0,67	0,337
8	1,60	0,656	0,199	2,02	0,62	0,253

**Пример.** Осуществим проектирование однокаскадного транзисторного усилителя с использованием синтезированных данных таблицы 3.1, при условиях: используемый транзистор 3П602А;  $R_{\Gamma} = R_{\text{Н}} = 50$  Ом; верхняя частота полосы пропускания усилителя равна 1,8 ГГц; допустимая неравномерность АЧХ равна  $\pm 0,5$  дБ. Принципиальная схема каскада приведена на рис. 3.4. Для термостабилизации тока покоя транзистора 3П602А, в схеме применена активная коллекторная термостабилизация на транзисторе КТ361А. На выходе каскада включена выходная согласующая цепь, практически не вносящая искажений в АЧХ каскада, состоящая из элементов  $L_4 = 2,7$  нГн,  $C_5 = 0,64$  пФ и обеспечивающая минимально возможное значение максимальной величины модуля коэффициента отражения ощущаемого сопротивления нагрузки внутреннего генератора транзистора [6].

**Решение.** Используя справочные данные транзистора 3П602А [36] и соотношения для расчета значений элементов однонаправленной модели [129], получим:  $C_{\text{ВХ}} = 2,82$  пФ,  $L_{\text{ВХ}} = 0,34$  нГн. Нормированное относительно  $R_{\Gamma}$  и  $\omega_{\text{В}}$  значение  $C_{\text{ВХ}}$  равно:  $C_{\text{ВХнорм}} = C_{\text{ВХ}} R_{\Gamma} \omega_{\text{В}} = 1,77$ . Ближайшая величина  $C_{\text{ВХнорм}}$  в таблице 3.1 составляет 1,7. Для этого значения  $C_{\text{ВХнорм}}$  и  $\delta = \pm 0,5$  дБ из таблицы найдем:

$C'_{1\text{норм}} = 2,01$ ;  $L'_{2\text{норм}} = 1,09$ ;  $R_{3\text{норм}} = 1,19$ . После денормирования элементов КЦ получим:

$C_1 = C'_{1\text{норм}} / R_{\Gamma} \omega_{\text{В}} = 3,2$  пФ;  $L_2 = L'_{2\text{норм}} R_{\Gamma} / \omega_{\text{В}} = 4,3$  нГн;  $L_2 = L'_2 - L_{\text{ВХ}} = 3,96$  нГн;

$R_3 = R_{3\text{норм}} R_{\Gamma} = 60 \text{ Ом}$ . Коэффициент усиления рассматриваемого усилителя равен:  
 $K_0 = 2SR_{\text{H}} R_3 / (R_3 + R_{\Gamma}) = 4,4$ .

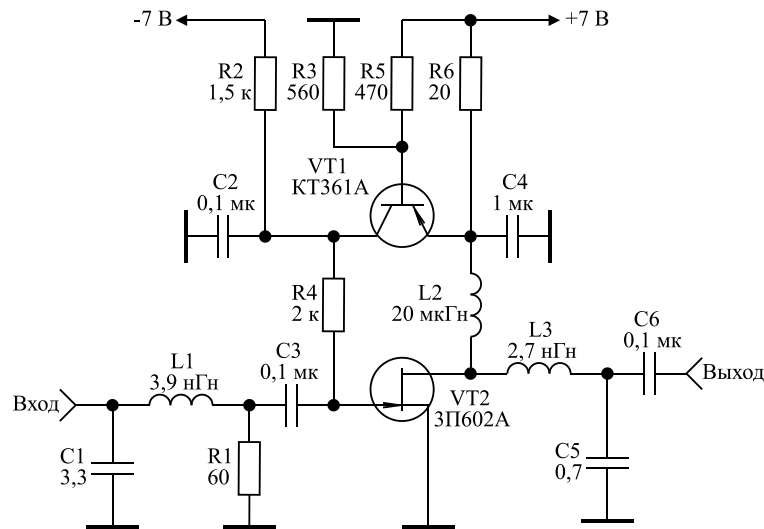


Рис. 3.4. Принципиальная схема усилительного каскада на полевом транзисторе

На рис. 3.5 (кривая 1) приведена АЧХ рассчитанного усилителя, вычисленная с использованием полной эквивалентной схемы замещения транзистора [36].

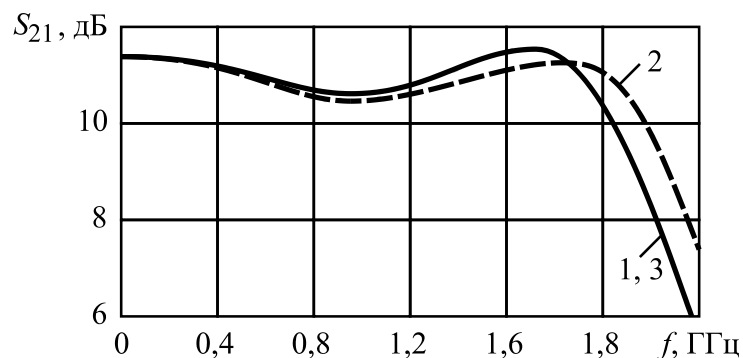


Рис. 3.5. Расчетные и экспериментальная АЧХ усилительного каскада

Здесь же представлена экспериментальная характеристика усилителя (кривая 2), и АЧХ усилителя, оптимизированного с помощью программы оптимизации, реализованной в среде математического пакета для инженерных и научных расчетов MATLAB [31] (кривая 3). Кривые 1 и 3 практически совпадают, что говорит о высокой точности предлагаемого метода параметрического синтеза. Оптимальность полученного решения подтверждает и наличие чебышевского альтернанса АЧХ [33].

Результаты исследований этого раздела использованы при проектировании усилителей, описанных в разделах 8.5 и 8.10.

### 3.3. Параметрический синтез каскадов с корректирующей цепью третьего порядка

Схема четырехполусной реактивной КЦ третьего порядка приведена на рис. 3.2. Рассматриваемая КЦ позволяет реализовать коэффициент усиле-

ния каскада близкий к теоретическому пределу, который определяется коэффициентом усиления транзистора в режиме двухстороннего согласования на высшей частоте полосы пропускания [14].

Аппроксимируя входной и выходной импедансы транзисторов  $VT1$  и  $VT2$   $RL$ - и  $RC$ - цепями [2, 14], от схемы, приведенной на рис. 3.2, перейдем к схеме, приведенной на рис. 3.6.

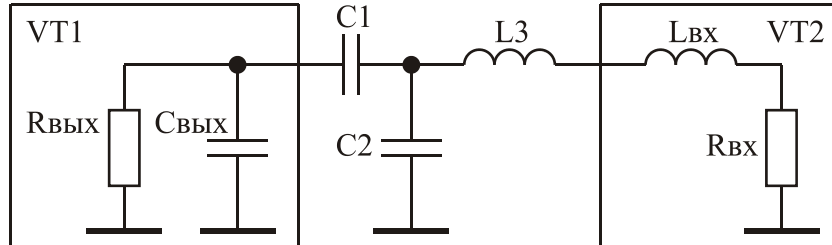


Рис. 3.6. Эквивалентная схема включения КЦ

Вводя идеальный трансформатор после конденсатора и применяя преобразование Нортона [6], перейдем к схеме представленной на рис. 3.7.

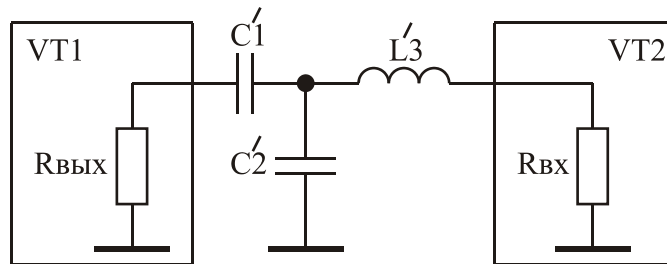


Рис. 3.7. Преобразованная эквивалентная схема включения КЦ

Для полученной схемы в соответствии с [14] коэффициент передачи последовательного соединения КЦ и транзистора  $VT2$  может быть описан в символьном виде дробно-рациональной функцией комплексного переменного:

$$S_{21}(p) = S_{21}(0) \frac{1}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3}, \quad (3.11)$$

где  $p = j\Omega_{\text{норм}}$ ;

$\Omega_{\text{норм}} = \omega/\omega_{\text{в}}$  – нормированная частота;

$\omega$  – текущая круговая частота;

$\omega_{\text{в}}$  – верхняя круговая частота полосы пропускания разрабатываемого усилителя;

$$S_{21}(0) = 2C'_{\text{норм}} \sqrt{R'_{\text{вхнорм}} G_{\text{норм}1,2}(1)}; \quad (3.12)$$

$G_{\text{норм}1,2}(1) = (\omega_{\text{норм}}/\omega_{\text{в}})^2$  – коэффициент усиления транзистора  $VT2$  по мощности в режиме двухстороннего согласования на частоте  $\omega_{\text{в}}$  [14];

$\omega_{\text{НОМ}}$  – частота, на которой коэффициент усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования равен единице.

$$\begin{aligned} a_1 &= C'_{1\text{норм}} + R'_{\text{вхнорм}}(C'_{1\text{норм}} + C'_{2\text{норм}}); \\ a_2 &= L'_{3\text{норм}}(C'_{1\text{норм}} + C'_{2\text{норм}}) + R'_{\text{вхнорм}}C'_{1\text{норм}}C'_{2\text{норм}}; \\ a_3 &= C'_{1\text{норм}}C'_{2\text{норм}}L'_{3\text{норм}}; \\ R'_{\text{вхнорм}} &= R_{\text{вхнорм}}(a_1 - C_{\text{выхнорм}})^2 / a_1^2; \end{aligned} \quad (3.13)$$

$R_{\text{вхнорм}}, C_{\text{выхнорм}}, C'_{1\text{норм}}, C'_{2\text{норм}}, L'_{3\text{норм}}$  – нормированные относительно  $R_{\text{ВЫХ}}$  и  $\omega_{\text{В}}$  значения элементов  $R_{\text{ВХ}}, C_{\text{ВЫХ}}, C'_1, C'_2, L'_3$ .

Переходя от схемы рис. 3.7 к схеме рис. 3.6 по известным значениям  $C_{\text{выхнорм}}, C'_{1\text{норм}}, C'_{2\text{норм}}, L'_{3\text{норм}}$  найдём:

$$\left. \begin{aligned} C_{1\text{норм}} &= C'_{1\text{норм}}/K; \\ C_{2\text{норм}} &= [C'_{2\text{норм}} - C'_{1\text{норм}}(K-1)]/K^2; \\ L_{3\text{норм}} &= L'_{3\text{норм}}K^2 - L_{\text{вхнорм}}, \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

где  $K = C'_{1\text{норм}} / (C'_{1\text{норм}} - C_{\text{выхнорм}})$ ;

$L_{\text{вхнорм}}$  – нормированное относительно  $R_{\text{ВЫХ}}$  и  $\omega_{\text{В}}$  значение  $L_{\text{ВХ}}$ .

В качестве функции-прототипа передаточной характеристики (3.11) выберем дробно-рациональную функцию вида:

$$T_n(p) = \frac{1}{1 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3}. \quad (3.15)$$

Квадрат модуля функции-прототипа (3.19) имеет вид:

$$|T_n(p)|^2 = \frac{1}{1 + B_1 x + B_2 x^2 + B_3 x^3}, \quad (3.16)$$

Для выражения (3.16) составим систему линейных неравенств (3.6):

$$\left. \begin{aligned} & \mathbf{F}(x) - \delta \bar{(1 + B_1 x + B_2 x^2 + B_3 x^3)} - 1 \leq 0; \\ & - \mathbf{F}(x) + \delta \bar{(1 + B_1 x + B_2 x^2 + B_3 x^3)} + 1 \leq 0; \\ & \varepsilon_0 - (1 + B_1 x + B_2 x^2 + B_3 x^3) \leq 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.17)$$

Решая (3.17) для различных  $\delta$  при условии максимизации функции цели ( $Fun = B_3 = \max$ ), найдем коэффициенты квадрата модуля функции-прототипа (3.16), соответствующие различным значениям допустимого отклонения АЧХ от требуемой формы. Вычисляя полиномы Гурвица знаменателя



функции (3.16), определим требуемые коэффициенты функции-прототипа (3.15). Решая систему нелинейных уравнений:

$$a_1 = b_1; \quad a_2 = b_2; \quad a_3 = b_3,$$

относительно  $C'_{1\text{норм}}, C'_{2\text{норм}}, L'_{3\text{норм}}$  при различных значениях  $R'_{\text{вхнорм}}$ , найдем нормированные значения элементов КЦ, приведенной на рис. 3.2. Результаты вычислений сведены в таблицу 3.2.

Таблица 3.2 Нормированные значения элементов КЦ

Неравномерность АЧХ	$R'_{\text{вхнорм}}$	$C'_{1\text{норм}}$	$C'_{2\text{норм}}$	$L'_{3\text{норм}}$
$\delta = \pm 0.1$ дБ  $b_1 = 1.805$ $b_2 = 1.415$ $b_3 = 0.868$	0.128	1.362	2.098	0.303
	0.126	1.393	1.877	0.332
	0.122	1.423	1.705	0.358
	0.112	1.472	1.503	0.392
	0.09	1.55	1.284	0.436
	0.05	1.668	1.079	0.482
	0.0	1.805	0.929	0.518
$\delta = \pm 0.25$ дБ  $b_1 = 2.14$ $b_2 = 1.75$ $b_3 = 1.40$	0.0913	1.725	2.826	0.287
	0.09	1.753	2.551	0.313
	0.087	1.784	2.303	0.341
	0.08	1.83	2.039	0.375
	0.065	1.902	1.757	0.419
	0.04	2.00	1.506	0.465
	0.0	2.14	1.278	0.512
$\delta = \pm 0.5$ дБ  $b_1 = 2.52$ $b_2 = 2.01$ $b_3 = 2.04$	0.0647	2.144	3.668	0.259
	0.0642	2.164	3.381	0.278
	0.0621	2.196	3.025	0.306
	0.057	2.24	2.667	0.341
	0.047	2.303	2.32	0.381
	0.03	2.388	2.002	0.426
	0.0	2.52	1.69	0.478
$\delta = \pm 1.0$ дБ  $b_1 = 3.13$ $b_2 = 2.26$ $b_3 = 3.06$	0.0399	2.817	5.025	0.216
	0.0393	2.842	4.482	0.24
	0.0375	2.872	4.016	0.265
	0.033	2.918	3.5	0.3
	0.025	2.98	3.04	0.338
	0.012	3.062	2.629	0.38
	0.0	3.13	2.386	0.41

Анализ полученных результатов позволяет установить следующее. Для заданного значения  $\delta$  существует определенное значение  $R'_{\text{вхнорм}}$  при пре-

вышении, которого реализация каскада с требуемой формой АЧХ становится невозможной. Большому значению  $\delta$  соответствует меньшее допустимое значение  $R'_{\text{ВХнорм}}$ , при котором реализуется требуемая форма АЧХ. Это обусловлено уменьшением добротности рассматриваемой цепи с увеличением  $R'_{\text{ВХнорм}}$ .

Исследуемая КЦ может быть использована и в качестве входной корректирующей цепи усилителя. В этом случае при расчетах следует полагать  $R_{\text{ВЫХ}} = R_{\Gamma}$ ,  $C_{\text{ВЫХ}} = C_{\Gamma}$ , где  $R_{\Gamma}$ ,  $C_{\Gamma}$  – активная и емкостная составляющие сопротивления генератора.

**Пример.** Осуществим проектирование однокаскадного усилителя на транзисторе КТ939А при условиях:  $R_{\Gamma} = R_{\text{Н}} = 50$  Ом,  $C_{\Gamma} = 2$  пФ; верхняя частота полосы пропускания равна 1 ГГц; допустимая неравномерность АЧХ  $\pm 0,25$  дБ. Выбор в качестве примера проектирования однокаскадного варианта усилителя обусловлен возможностью простой экспериментальной проверки точности результатов расчета, чего невозможно достичь при реализации многокаскадного усилителя. Схема усилителя приведена на рис. 3.8.

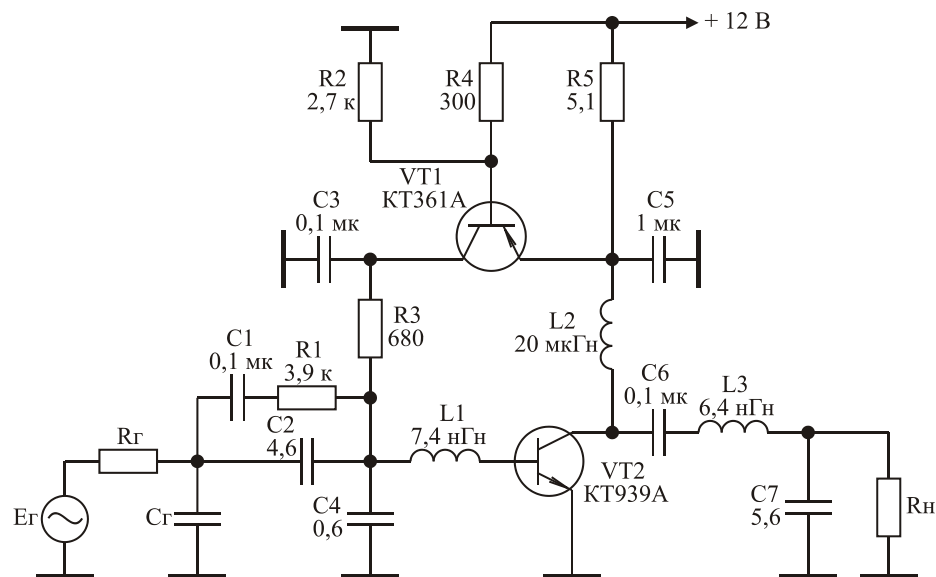


Рис. 3.8. Принципиальная схема усилительного каскада с четырехполюсной реактивной КЦ третьего порядка

На выходе усилителя включена выходная корректирующая цепь, выполненная в виде фильтра нижних частот и рассчитанная по методике Фано [6] ( $L_3 = 6,4$  нГн,  $C_7 = 5,6$  пФ). Такая КЦ позволяет минимизировать значение максимальной величины модуля коэффициента отражения ощущаемого сопротивления нагрузки внутреннего генератора транзистора и практически не влияет на форму АЧХ усилителя. Резистор  $R_1$  на рис. 3.8, включенный параллельно  $C_2$ , необходим для установления заданного коэффициента усиления на частотах менее  $f_{\beta} = f_T / \beta_0$  [5].

**Решение.** Используя справочные данные транзистора КТ939А [25] и соотношения для расчета значений элементов однонаправленной модели [6], получим:  $L_{\text{ВХ}} = 0,75$  нГн;  $R_{\text{ВХ}} = 1,2$  Ом;  $G_{\text{НОМ}1,2}(1) = 20$ . Нормированные относительно  $\omega_{\text{В}}$  и  $R_{\Gamma}$  значения элементов  $C_{\Gamma}$ ,  $L_{\text{ВХ}}$ ,  $R_{\text{ВХ}}$  равны:  $C_{\text{Гнорм}} = C_{\Gamma} R_{\Gamma} \omega_{\text{В}} = 0,628$ ;  $L_{\text{ВХнорм}} = L_{\text{ВХ}} \omega_{\text{В}} / R_{\Gamma} = 0,0942$ ;  $R_{\text{ВХнорм}} = R_{\text{ВХ}} / R_{\Gamma} = 0,024$ .

Подставляя в (3.13)  $C_{\text{норм}}$  и коэффициент функции-прототипа  $b_1$  из таблицы 3.2 для  $\delta = \pm 0,25$  дБ рассчитаем:  $R'_{\text{вхнорм}} = 0,012$ . Ближайшая табличная величина  $R'_{\text{вхнорм}}$  равна нулю. Для указанного значения  $R'_{\text{вхнорм}}$  из таблицы 3.2 найдем:  $C'_{1\text{норм}} = 2,14$ ;  $C'_{2\text{норм}} = 1,278$ ;  $L'_{3\text{норм}} = 0,512$ . Подставляя найденные величины в (3.18), получим:  $C_{1\text{норм}} = 1,512$ ;  $C_{2\text{норм}} = 0,1943$ ;  $L_{3\text{норм}} = 0,9314$ . Деформируя полученные значения элементов КЦ, определим значения элементов КЦ каскада, приведенного на рис. 3.8:  $C_2 = C_{1\text{норм}}/R_{\Gamma}u_{\text{в}} = 4,8$  пФ;  $C_4 = 0,6$  пФ;  $L_1 = L_{3\text{норм}}R_{\Gamma}/u_{\text{в}} = 7,4$  нГн. Теперь по (3.12) вычислим:  $S_{21}(0) = 1,81$ .

На рис. 3.9 приведена АЧХ спроектированного однокаскадного усилителя, вычисленная с использованием полной эквивалентной схемы замещения транзистора КТ939А [25] (кривая 1). Здесь же представлена экспериментальная характеристика усилителя (кривая 2).

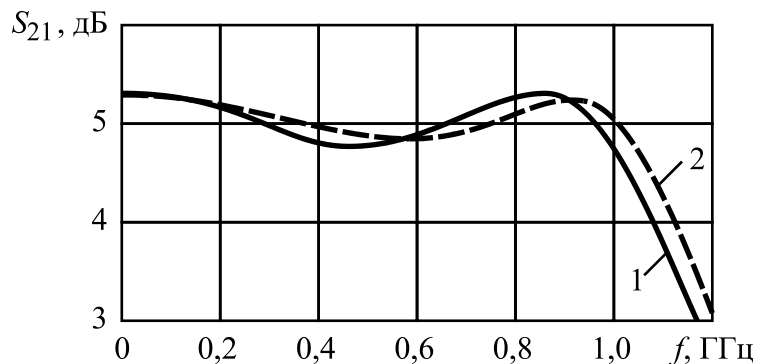


Рис. 3.9. Расчетная и экспериментальная АЧХ усилительного каскада

Рассчитанные значения элементов КЦ были использованы в качестве начального приближения в программе оптимизации, реализованной в среде математического пакета для инженерных и научных расчетов MATLAB [31]. Оптимизированная АЧХ практически совпадает с кривой 1. Оптимальность полученного решения подтверждает и наличие чебышевского альтернанса АЧХ [33].

Результаты исследований этого раздела использованы при проектировании усилителей, описанных в разделах 8.6, 8.8, 8.9, 8.10, 8.11, 8.13.

### 3.4. Параметрический синтез каскадов с заданным наклоном амплитудно-частотной характеристики

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

Схема КЦ, обеспечивающей реализацию заданного подъема (спада) АЧХ усилительного каскада, приведена на рис. 3.3 [37].

Аппроксимируя входной и выходной импедансы транзисторов  $VT1$  и  $VT2$   $RL$ - и  $RC$ - цепями, от схемы, приведенной на рис. 3.3, перейдем к схеме приведенной на рис. 3.10.

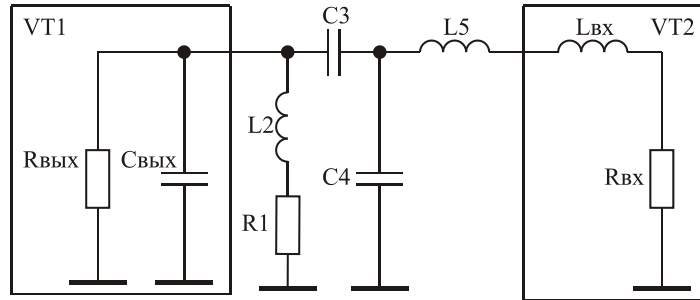


Рис. 3.10. Эквивалентная схема включения КЦ

Вводя идеальный трансформатор после конденсатора  $C_3$  и применяя преобразование Нортон [6], перейдем к схеме, представленной на рис. 3.11.

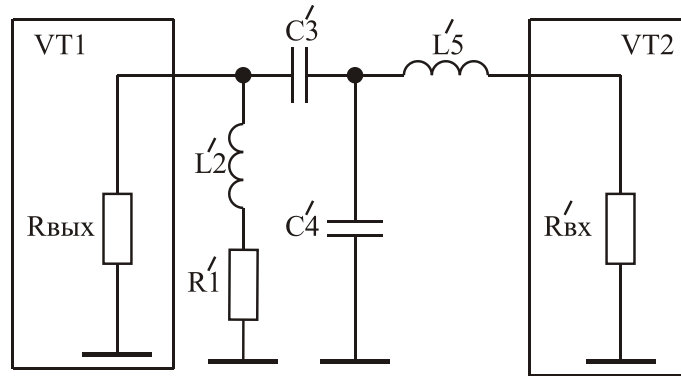


Рис. 3.11. Преобразованная эквивалентная схема включения КЦ

Коэффициент передачи последовательного соединения КЦ и транзистора  $VT2$  для полученной схемы может быть описан в символьном виде дробно-рациональной функцией комплексного переменного:

$$S_{21}(p) = S_{21}(0) \frac{1 + a_1 p}{1 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + b_4 p^4}, \quad (3.18)$$

где  $p = j\Omega_{\text{норм}}$ ;

$\Omega_{\text{норм}} = \omega / \omega_{\text{в}}$  – нормированная частота;

$\omega$  – текущая круговая частота;

$\omega_{\text{в}}$  – верхняя круговая частота полосы пропускания усилителя;

$$S_{21}(0) = 2R'_{1\text{норм}} C'_{3\text{норм}} \sqrt{R'_{\text{вхнорм}} G_{\text{ном}12}(1) / (1 + R'_{1\text{норм}})};$$

$$a_1 = L'_{2\text{норм}} / R'_{1\text{норм}};$$

$$b_1 = \frac{R'_{\text{вхнорм}}(C'_{3\text{норм}} + C'_{4\text{норм}})(1 + R'_{1\text{норм}}) + R'_{1\text{норм}}C'_{3\text{норм}} + L'_{2\text{норм}}}{(1 + R'_{1\text{норм}})};$$

$$b_2 = \frac{R'_{\text{вхнорм}} \left[ R'_{1\text{норм}}C'_{3\text{норм}}C'_{4\text{норм}} + (C'_{3\text{норм}} + C'_{4\text{норм}})L'_{2\text{норм}} \right] + \frac{L'_{2\text{норм}}C'_{3\text{норм}} + L'_{5\text{норм}}(C'_{3\text{норм}} + C'_{4\text{норм}})}{1 + R'_{1\text{норм}}}}{1 + R'_{1\text{норм}}};$$

$$b_3 = \frac{C'_{3\text{норм}}C'_{4\text{норм}}(R'_{\text{вхнорм}}L'_{2\text{норм}} + R'_{1\text{норм}}L'_{5\text{норм}})}{1 + R'_{1\text{норм}}} + \frac{L'_{2\text{норм}}L'_{5\text{норм}}(C'_{3\text{норм}} + C'_{4\text{норм}})}{1 + R'_{1\text{норм}}};$$

$$b_4 = L'_{2\text{норм}}L'_{5\text{норм}}C'_{3\text{норм}}C'_{4\text{норм}} / (1 + R'_{1\text{норм}});$$

$R'_{1\text{норм}}, L'_{2\text{норм}}, C'_{3\text{норм}}, C'_{4\text{норм}}, L'_{5\text{норм}}, R'_{\text{вхнорм}}$  – нормированные относительно  $\omega_{\text{в}}$  и  $R_{\text{вых}}$  значения элементов  $R'_1, L'_2, C'_3, C'_4, L'_5, R'_{\text{вх}}$ ;

$G_{\text{ном12}}(1) = (\omega_{\text{ном}} / \omega_{\text{в}})^2$  – коэффициент усиления транзистора VT2 по мощности в режиме двухстороннего согласования на частоте  $\omega_{\text{в}}$ ;

$\omega_{\text{ном}}$  – частота, на которой коэффициент усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования равен единице.

В качестве прототипа передаточной характеристики (3.18) выберем функцию:

$$T_n(p) = \frac{1 + c_1 p}{1 + d_1 p + d_2 p^2 + d_3 p^3 + d_4 p^4}. \quad (3.19)$$

Квадрат модуля функции-прототипа (3.19) имеет вид:

$$|T_n(p)|^2 = \frac{1 + C_1 x}{1 + D_1 x + D_2 x^2 + D_3 x^3 + D_4 x^4}. \quad (3.20)$$

Для выражения (3.20) составим систему линейных неравенств (3.6):

$$\left. \begin{aligned} & \mathbb{F}(x) - \delta \bar{\mathbb{F}}(1 + D_1 x + D_2 x^2 + D_3 x^3 + D_4 x^4) - (1 + C_1 x) \leq 0; \\ & - \mathbb{F}(x) + \delta \bar{\mathbb{F}}(1 + D_1 x + D_2 x^2 + D_3 x^3 + D_4 x^4) + (1 + C_1 x) \leq 0; \\ & \varepsilon_0 - (1 + C_1 x) \leq 0; \\ & \varepsilon_0 - (1 + D_1 x + D_2 x^2 + D_3 x^3 + D_4 x^4) \leq 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

Решая (3.21) для различных  $\xi(x)$  и  $\delta$ , при условии максимизации функции цели ( $Fun=D_4=max$ ), найдем коэффициенты квадрата модуля функции-прототипа (3.20), соответствующие различным наклонам АЧХ и различным значениям допустимого уклонения АЧХ от требуемой формы. Вычисляя полиномы Гурвица числителя и знаменателя функции (3.20), определим требуемые коэффициенты функции-прототипа (3.19). Значения коэффициентов  $c_1, d_1, d_2, d_3, d_4$  функции-прототипа, соответствующие различным наклонам АЧХ и допустимым уклонениям АЧХ от требуемой формы, равным 0,25 дБ и 0,5 дБ, приведены в таблицах 3.3 и 3.4.

Решая систему нелинейных уравнений

$$a_i = c_i; b_i = d_i; i = 1...4$$

относительно  $R'_{1норм}, L'_{2норм}, C'_{3норм}, C'_{4норм}, L'_{5норм}$  при различных значениях  $R'_{вхнорм}$ , найдем нормированные значения элементов КЦ, приведенной на рис. 3.13. Результаты вычислений сведены в таблицы 3.3 и 3.4.

Таблица 3.3. Нормированные значения элементов КЦ для  $\delta=0,25$  дБ

Наклон	$R'_{вхнорм}$	$R'_{1норм}$	$L'_{2норм}$	$C'_{3норм}$	$C'_{4норм}$	$L'_{5норм}$
+4 дБ	0.027	1.058	2.117	3.525	6.836	0.144
$K_1=3.3$	0.0267	1.09	2.179	3.485	6.283	0.156
$c_1=2$	0.0257	1.135	2.269	3.435	5.597	0.174
$d_1=3.121$	0.024	1.178	2.356	3.395	5.069	0.191
$d_2=5.736$	0.02	1.246	2.491	3.347	4.419	0.217
$d_3=3.981$	0.013	1.33	2.66	3.306	3.814	0.248
$d_4=3.564$	0.008	1.379	2.758	3.29	3.533	0.264
	0,0	1.448	2.895	3.277	3.205	0.287
+2 дБ	0.0361	1.59	3.18	3.301	5.598	0.172
$K_1=3.2$	0.0357	1.638	3.276	3.278	5.107	0.187
$c_1=2$	0.0345	1.696	3.391	3.254	4.607	0.207
$d_1=3.576$	0.0325	1.753	3.506	3.237	4.204	0.225
$d_2=6.385$	0.029	1.824	3.648	3.222	3.797	0.247
$d_3=4.643$	0.024	1.902	3.804	3.213	3.437	0.269
$d_4=3.898$	0.015	2.014	4.029	3.212	3.031	0.3
	0.0	2.166	4.332	3.227	2.622	0.337
+0 дБ	0.0493	2.425	4.851	3.137	4.597	0.205
$K_1=3.15$	0.049	2.482	4.964	3.13	4.287	0.219
$c_1=2$	0.047	2.595	5.19	3.122	3.753	0.247
$d_1=4.02$	0.045	2.661	5.322	3.121	3.504	0.263
$d_2=7.07$	0.04	2.781	5.563	3.125	3.134	0.29
$d_3=5.34$	0.03	2.958	5.916	3.143	2.726	0.327
	0.017	3.141	6.282	3.175	2.412	0.36

$d_4 = 4.182$	0.0	3.346	6.692	3.221	2.144	0.393
-3 дБ	0.0777	4.668	9.336	3.062	3.581	0.263
$K_1 = 3.2$	0.077	4.816	9.633	3.068	3.276	0.285
$c_1 = 2$	0.075	4.976	9.951	3.079	2.998	0.309
$d_1 = 4.685$	0.07	5.208	10.417	3.102	2.68	0.34
$d_2 = 8.341$	0.06	5.526	11.052	3.143	2.355	0.379
$d_3 = 6.653$	0.043	5.937	11.874	3.21	2.051	0.421
$d_4 = 4.749$	0.02	6.402	12.804	3.299	1.803	0.462
	0.0	6.769	13.538	3.377	1.653	0.488
-6 дБ	0.132	16.479	32.959	2.832	2.771	0.357
$K_1 = 3.3$	0.131	17.123	34.247	2.857	2.541	0.385
$c_1 = 2$	0.127	17.887	35.774	2.896	2.294	0.42
$d_1 = 5.296$	0.12	18.704	37.408	2.944	2.088	0.453
$d_2 = 9.712$	0.1	20.334	40.668	3.049	1.789	0.508
$d_3 = 8.365$	0.08	21.642	43.284	3.143	1.617	0.544
$d_4 = 5.282$	0.04	23.943	47.885	3.321	1.398	0.592
	0.0	26.093	52.187	3.499	1.253	0.625

Таблица 3.4. Нормированные значения элементов КЦ для  $\delta=0,5$  дБ

Наклон	$R'_{\text{вхнорм}}$	$R'_{1\text{норм}}$	$L'_{2\text{норм}}$	$C'_{3\text{норм}}$	$C'_{4\text{норм}}$	$L'_{5\text{норм}}$
+6 дБ	0.012	0.42	0.839	6.449	12.509	0.09
$K_1 = 5.4$	0.0119	0.436	0.871	6.278	11.607	0.097
$c_1 = 2$	0.0115	0.461	0.923	6.033	10.365	0.109
$d_1 = 2.725$	0.011	0.48	0.959	5.879	9.624	0.117
$d_2 = 5.941$	0.0095	0.516	1.031	5.618	8.422	0.134
$d_3 = 3.731$	0.0077	0.546	1.092	5.432	7.602	0.147
$d_4 = 4.3$	0.005	0.581	1.163	5.249	6.814	0.164
	0.0	0.632	1.265	5.033	5.911	0.187
+3 дБ	0.0192	0.701	1.403	5.576	8.98	0.123
$K_1 = 4.9$	0.019	0.729	1.458	5.455	8.25	0.134
$c_1 = 2$	0.0185	0.759	1.518	5.336	7.551	0.146
$d_1 = 3.404$	0.017	0.807	1.613	5.173	6.652	0.165
$d_2 = 7.013$	0.015	0.849	1.697	5.052	6.021	0.182
$d_3 = 4.805$	0.012	0.896	1.793	4.937	5.433	0.2
$d_4 = 5.077$	0.007	0.959	1.917	4.816	4.817	0.224
	0.0	1.029	2.058	4.711	4.268	0.249
0 дБ	0.0291	1.012	2.024	5.405	6.881	0.16
$K_1 = 4.9$	0.0288	1.053	2.106	5.306	6.296	0.175
$c_1 = 2$	0.028	1.096	2.192	5.217	5.79	0.19
$d_1 = 4.082$	0.0265	1.145	2.29	5.129	5.303	0.207
$d_2 = 8.311$	0.024	1.203	2.406	5.042	4.828	0.226

$d_3 = 6.071$	0.019	1.288	2.576	4.94	4.271	0.253
$d_4 = 6.0$	0.01	1.404	2.808	4.843	3.697	0.287
	0.0	1.509	3.018	4.787	3.301	0.316
-3 дБ	0.0433	1.266	2.532	5.618	5.662	0.201
$K_1 = 5.2$	0.043	1.318	2.636	5.531	5.234	0.217
$c_1 = 2$	0.0415	1.4	2.799	5.417	4.681	0.241
$d_1 = 4.745$	0.039	1.477	2.953	5.331	4.263	0.263
$d_2 = 9.856$	0.035	1.565	3.13	5.253	3.874	0.287
	0.027	1.698	3.395	5.172	3.414	0.321
$d_3 = 7.632$	0.015	1.854	3.708	5.117	3.003	0.357
$d_4 = 7.13$	0.0	2.019	4.038	5.095	2.673	0.391
-6 дБ	0.0603	1.285	2.569	6.291	5.036	0.247
$K_1 = 5.7$	0.06	1.342	2.684	6.188	4.701	0.264
$c_1 = 2$	0.058	1.449	2.899	6.031	4.188	0.295
$d_1 = 5.345$	0.054	1.564	3.129	5.906	3.759	0.325
	0.048	1.686	3.371	5.812	3.399	0.355
$d_2 = 11.71$	0.04	1.814	3.627	5.744	3.093	0.385
$d_3 = 9.702$	0.02	2.068	4.136	5.683	2.634	0.436
$d_4 = 8.809$	0.0	2.283	4.567	5.686	2.35	0.474

Анализ полученных результатов позволяет установить следующее. Чем меньше требуемое значение  $\delta$ , тем меньше допустимый подъем АЧХ при котором возможна его аппроксимация квадратом модуля функции вида (3.20).

Для заданного наклона АЧХ и заданном значении  $\delta$  существует определенное значение  $R'_{\text{вхнорм}}$ , при превышении которого реализация каскада с требуемой формой АЧХ становится невозможной.

Для перехода от схемы, приведенной на рис. 3.11, к схеме, представленной на рис. 3.10, следует воспользоваться формулами пересчета:

$$\left. \begin{aligned} R'_{1\text{норм}} &= R'_{1\text{норм}}; & L'_{2\text{норм}} &= L'_{2\text{норм}}; \\ C'_{3\text{норм}} &= C'_{3\text{норм}} - C_{\text{выхнорм}}; \\ C'_{4\text{норм}} &= [C'_{4\text{норм}} - C'_{3\text{норм}}(K_2 - 1)]/K_2^2; \\ L'_{5\text{норм}} &= L'_{5\text{норм}} K_2^2 - L_{\text{вхнорм}}, \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

где  $K_2 = C'_{3\text{норм}} / (C'_{3\text{норм}} - C_{\text{выхнорм}})$ .

Табличные значения элементов  $R'_{1\text{норм}}, L'_{2\text{норм}}, C'_{3\text{норм}}, C'_{4\text{норм}}, L'_{5\text{норм}}$  в этом случае, выбираются для величины:



$$R'_{\text{вхнорм}} = R_{\text{вхнорм}}(1 - C_{\text{выхнорм}}/K_1), \quad (3.23)$$

где  $K_1$  – коэффициент, значения которого приведены в таблицах 3.3 и 3.4.

Таблицы 3.3 и 3.4 могут быть применены и для проектирования усилительных каскадов на полевых транзисторах (рис. 3.12).

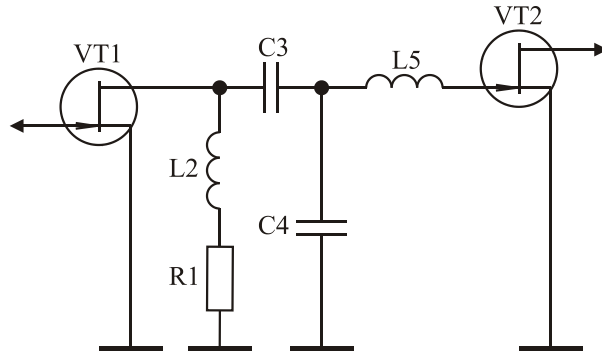


Рис. 3.12. Межкаскадная четырехполюсная диссипативная КЦ четвертого порядка для усилительных каскадов на ПТ

В этом случае удобнее рассматривать коэффициент передачи с входа транзистора  $VT1$  на вход транзистора  $VT2$ , который описывается соотношением, аналогичным (3.19).

При использовании таблиц 3.3 и 3.4 и переходе к реальным нормированным значениям элементов КЦ, следует пользоваться формулами пересчета:

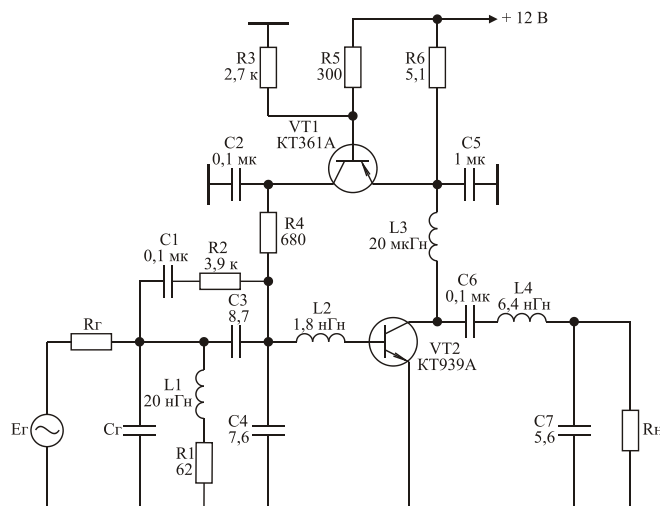
$$\left. \begin{aligned} R_{1\text{норм}} &= R'_{1\text{норм}}; L_{2\text{норм}} = L'_{2\text{норм}}; \\ C_{3\text{норм}} &= C''_{3\text{норм}} C_{\text{вх}2\text{норм}} K_1 / (C_{\text{вх}2\text{норм}} K_1 - C''_{3\text{норм}}); \\ C_{4\text{норм}} &= C''_{4\text{норм}} / K_1; \\ L_{5\text{норм}} &= L''_{5\text{норм}} K_1^2; \\ K_1 &= 0,5 + \sqrt{0,25 + C''_{4\text{норм}} / C_{\text{вх}2\text{норм}}}; \\ C''_{3\text{норм}} &= C'_{3\text{норм}} - C_{\text{вых}1\text{норм}}; \\ C''_{4\text{норм}} &= [C'_{4\text{норм}} - C'_{3\text{норм}} (K_2 - 1)] K_2^2; \\ L''_{5\text{норм}} &= L'_{5\text{норм}} K_2^2; \\ K_2 &= C'_{3\text{норм}} / (C'_{3\text{норм}} - C_{\text{вых}1\text{норм}}), \end{aligned} \right\}$$

где  $C_{\text{вых}1\text{норм}}$  – нормированное относительно  $\omega_B$  и  $R_{\text{вых}}$  значение выходной емкости транзистора  $VT1$ ;

$C_{\text{вх}2\text{норм}}$  – нормированное относительно  $\omega_{\text{в}}$  и  $R_{\text{вых}}$  значение входной емкости транзистора VT2.

**Пример.** Осуществим проектирование однокаскадного транзисторного усилителя с использованием синтезированных таблиц 3.3 и 3.4 при условиях: используемый транзистор – КТ939А;  $R_{\Gamma} = R_{\text{н}} = 50$  Ом; емкостная составляющая сопротивления генератора  $C_{\Gamma} = 2$  пФ; верхняя частота полосы пропускания  $f_{\text{в}} = 1$  ГГц; требуемый подъем АЧХ 4 дБ; допустимое отклонение АЧХ от требуемой формы  $\delta = 0,25$  дБ. Принципиальная схема каскада приведена на рис. 3.13. На выходе каскада включена выходная согласующая цепь, практически не вносящая искажений в АЧХ каскада [6], состоящая из элементов  $L_4 = 6,4$  нГн,  $C_7 = 5,7$  пФ и обеспечивающая минимально возможное значение максимальной величины модуля коэффициента отражения ощущаемого сопротивления нагрузки внутреннего генератора транзистора. Для термостабилизации тока покоя транзистора КТ939А в схеме использована активная коллекторная термостабилизация на транзисторе КТ361А.

**Решение.** Используя справочные данные транзистора КТ939А [25] и соотношения для расчета значений элементов однонаправленной модели [6], получим:  $L_{\text{вх}} = 0,75$  нГн;  $R_{\text{вх}} = 1,2$  Ом;  $G_{\text{ном}12}(1) = 20$ . Нормированные относительно  $\omega_{\text{в}}$  и  $R_{\Gamma}$  значения  $C_{\Gamma}, L_{\text{вх}}, R_{\text{вх}}$  равны:  $C_{\Gamma\text{норм}} = C_{\Gamma} R_{\Gamma} \omega_{\text{в}} = 0,628$ ;  $L_{\text{вхнорм}} = L_{\text{вх}} \omega_{\text{в}} / R_{\Gamma} = 0,0942$ ;  $R_{\text{вхнорм}} = R_{\text{вх}} / R_{\Gamma} = 0,024$ . Подставляя в (3.23) значение  $C_{\Gamma\text{норм}}$  и табличную величину  $K_1$ , рассчитаем:  $R'_{\text{вхнорм}} = 0,019$ . Ближайшая табличная величина  $R'_{\text{вхнорм}}$  равна 0,02. Для указанного значения  $R'_{\text{вхнорм}}$  из таблицы 3.3 найдем:  $R'_{1\text{норм}} = 1,246$ ;  $L'_{2\text{норм}} = 2,491$ ;  $C'_{3\text{норм}} = 3,347$ ;  $C'_{4\text{норм}} = 4,419$ ;  $L'_{5\text{норм}} = 0,217$ . Подставляя найденные величины в формулы пересчета (3.22) получим:  $R_{1\text{норм}} = 1,246$ ;  $L_{2\text{норм}} = 2,491$ ;  $C_{3\text{норм}} = 2,719$ ;  $C_{4\text{норм}} = 2,406$ ;  $L_{5\text{норм}} = 0,235$ . Денормируя полученные значения элементов КЦ, определим значения элементов КЦ каскада, приведенного на рис. 3.13:  $R_1 = R_{1\text{норм}} R_{\Gamma} = 62,3$  Ом;  $L_1 = L_{2\text{норм}} R_{\Gamma} / \omega_{\text{в}} = 19,83$  нГн;  $C_3 = C_{3\text{норм}} / R_{\Gamma} \omega_{\text{в}} = 8,66$  пФ;  $C_4 = 7,66$  пФ;  $L_2 = 1,87$  нГн. Далее по (3.18) вычислим:  $S_{21}(0) = 1,98$ . Резистор  $R_2$  на рис. 3.13, включенный параллельно  $C_3$ , необходим для установления заданного коэффициента усиления на частотах менее  $f_{\beta} = f_{\Gamma} / \beta_0$ .



### Рис. 3.13. Принципиальная схема усилительного каскада с подъемом АЧХ

На рис. 3.14 приведена АЧХ спроектированного однокаскадного усилителя, вычисленная с использованием полной эквивалентной схемы замещения транзистора КТ939А [25] (кривая 1). Здесь же представлены экспериментальная характеристика усилителя (кривая 2), и АЧХ усилителя, оптимизированного с помощью программы оптимизации реализованной в среде MATLAB [31] (кривая 3). Кривые 1 и 3 практически совпадают, что говорит о высокой точности предлагаемой методики параметрического синтеза СУМ с заданным наклоном АЧХ. Оптимальность полученного решения подтверждает и наличие чебышевского альтернанса АЧХ [33].

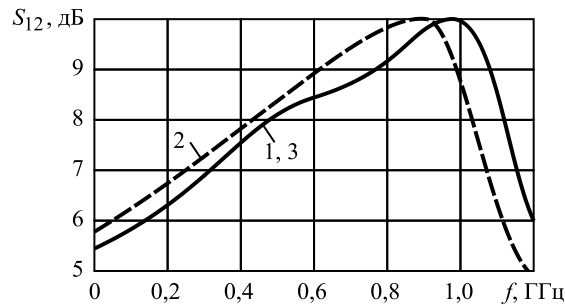


Рис. 3.14. Расчетные и экспериментальная АЧХ усилительного каскада

Результаты исследований этого раздела использованы при проектировании усилителя, описанного в разделе 8.6.

#### Контрольные вопросы

1. В чем заключается идея метода параметрического синтеза усилительных каскадов с корректирующими цепями?
2. Почему в усилителях мощности ОВЧ - и УВЧ-диапазонов не применяются корректирующие цепи более чем четвертого порядка?
3. Каково назначение элементов  $L_3$ ,  $C_7$  в усилительном каскаде, приведенном на рис. 3.8?
4. Для чего предназначен транзистор  $V_{T1}$  в усилительном каскаде, приведенном на рис. 3.13?
5. Где могут быть использованы каскады с подъемом амплитудно-частотной характеристики?

## 4. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ МОЩНЫХ ПОЛОСОВЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ С КОРРЕКТИРУЮЩИМИ ЦЕПЯМИ

В настоящем разделе приводятся примеры использования предлагаемого метода параметрического синтеза мощных усилительных каскадов с корректирующими цепями для синтеза таблиц нормированных значений элементов наиболее эффективных схемных решений построения КЦ полосовых усилителей мощности.

Полосовые усилители мощности находят широкое применение в системах пейджинговой и сотовой связи, теле- и радиовещании. На рис. 4.1 – 4.3 приведены схемы КЦ, наиболее часто применяемые при построении полосовых усилителей мощности ОВЧ - и УВЧ-диапазонов [5–8].

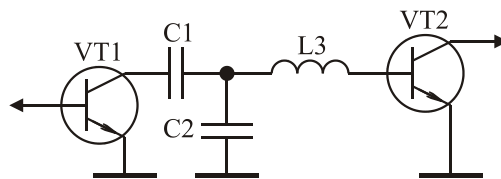


Рис. 4.1. Четырехполюсная реактивная КЦ третьего порядка

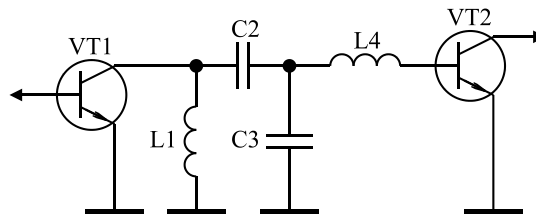


Рис. 4.2. Четырехполюсная реактивная КЦ четвертого порядка, выполненная в виде полосового фильтра

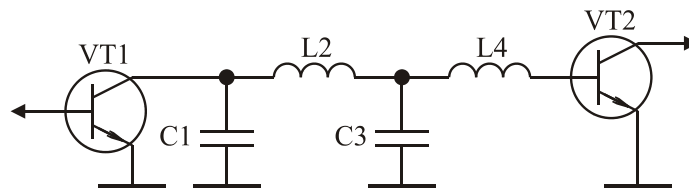


Рис. 4.3. Четырехполюсная реактивная КЦ, выполненная в виде фильтра нижних частот

Осуществим синтез таблиц нормированных значений элементов приведенных схемных решений КЦ полосовых усилителей мощности используя метод параметрического синтеза, описанный в разделе 3.1.

### 4.1. Параметрический синтез каскадов с корректирующей цепью третьего порядка

Описание рассматриваемой схемы (рис. 4.1), ее применение в полосовых усилителях мощности ОВЧ - и УВЧ-диапазонов и методика настройки даны в [38].

В разделе 3.3 дано описание методики расчета анализируемой схемы при ее использовании в качестве КЦ сверхширокополосного усилителя. В случае ее использования в качестве КЦ полосового усилителя методика расчета остается неизменной, за исключением изменения условий расчета функции-прототипа.

Значения коэффициентов функции-прототипа (3.15), соответствующие различным величинам относительной полосы пропускания (ОПП), определяемой отношением  $f_B/f_H$ , где  $f_B/f_H$  – верхняя и нижняя граничные частоты полосового усилителя, для неравномерности АЧХ  $\pm 0,25$  дБ, приведены в таблице 4.1. Здесь же даны результаты расчета элементов  $C'_{1норм}$ ,  $C'_{2норм}$ ,  $L'_{3норм}$  для различных значений  $R'_{вхнорм}$ .

Таблица 4.1. Нормированные значения элементов КЦ

ОПП	$R'_{вхнорм}$	$C'_{1норм}$	$C'_{2норм}$	$L'_{3норм}$
$f_B/f_H=1,05$  $b_1=2.1145$ $b_2=1.2527$ $b_3=1.9394$	0.0057	2.036	11.819	0.081
	0.0056	2.043	10.763	0.088
	0.0054	2.051	9.732	0.097
	0.0049	2.062	8.61	0.109
	0.0043	2.072	7.868	0.119
	0.0026	2.092	6.711	0.138
	0.0	2.115	5.78	0.159
$f_B/f_H=1,1$  $b_1=1.0630$ $b_2=1.1546$ $b_3=0.75594$	0.0347	0.907	3.606	0.231
	0.034	0.92	3.277	0.251
	0.033	0.933	2.993	0.271
	0.03	0.956	2.62	0.302
	0.025	0.981	2.31	0.334
	0.016	1.015	2.005	0.372
	0.0	1.063	1.705	0.417
$f_B/f_H=1,2$  $b_1=1.2597$ $b_2=1.1919$ $b_3=0.7321$	0.0705	1.004	2.622	0.278
	0.0695	1.022	2.403	0.298
	0.068	1.038	2.216	0.318
	0.063	1.07	1.945	0.352
	0.054	1.108	1.707	0.387
	0.036	1.165	1.457	0.431
	0.0	1.26	1.199	0.485
$f_B/f_H=1,3$	0.106	0.963	2.056	0.307
	0.105	0.98	1.903	0.327
	0.102	1.006	1.708	0.355

$b_1=1.2830$	0.094	1.044	1.496	0.39
$b_2=1.13763$	0.08	1.091	1.311	0.426
$b_3=0.60930$	0.05	1.169	1.104	0.472
	0.0	1.283	0.919	0.517

Анализ полученных результатов позволяет установить следующее. При заданном отношении  $f_B/f_H$  существует определенное значение  $R'_{ВХНОРМ}$ , при превышении которого реализация каскада с требуемой формой АЧХ становится невозможной. Это обусловлено уменьшением добротности рассматриваемой цепи с увеличением  $R'_{ВХН}$ .

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

При известных  $\omega_0, R_{ВЫХ}, C_{ВЫХ}, L_{ВХ}, R_{ВХ}$  расчет КЦ состоит из следующих этапов. Вычисляются значения элементов  $C_{ВЫХНОРМ}, L_{ВХНОРМ}, R'_{ВЫХНОРМ}$ . По таблице выбираются значения  $C'_{1НОРМ}, C'_{2НОРМ}, L'_{3НОРМ}$  соответствующие требуемому значению отношения  $f_B/f_H$  и рассчитанному значению  $R'_{ВХНОРМ}$ . По формулам пересчета (3.14) рассчитываются значения  $C_{1НОРМ}, C_{2НОРМ}, L_{3НОРМ}$  и осуществляется их денормирование.

Рассматриваемая КЦ (рис. 4.1) может быть использована и в качестве входной корректирующей цепи усилителя. В этом случае при расчетах следует полагать  $R_{ВЫХ} = R_G, C_{ВЫХ} = C_G$ , где  $R_G, C_G$  – активная и емкостная составляющие сопротивления генератора.

**Пример.** Осуществим проектирование однокаскадного усилителя на транзисторе КТ939А при условиях:  $R_G = R_H = 50$  Ом;  $C_G = 2$  пФ; центральная частота полосы пропускания равна 1 ГГц; относительная полоса пропускания равна 1,1. Выбор в качестве примера проектирования однокаскадного варианта усилителя обусловлен возможностью простой экспериментальной проверки точности результатов расчета, чего невозможно достичь при реализации многокаскадного усилителя. Схема усилителя приведена на рис. 4.4. На выходе усилителя включена выходная корректирующая цепь, выполненная в виде фильтра нижних частот, рассчитанная по методике Фано [6], состоящая из элементов  $L_4 = 4$  нГн,  $C_5 = 4,7$  пФ, позволяющая минимизировать значение максимальной величины модуля коэффициента отражения ощущаемого сопротивления нагрузки внутреннего генератора транзистора, и практически не влияющая на форму АЧХ усилителя.

**Решение.** Используя справочные данные транзистора КТ939А [25] и соотношения для расчета значений элементов однонаправленной модели [39], получим:  $L_{ВХ} = 0,75$  нГн;  $R_{ВХ} = 1,2$  Ом;  $G_{НОМ1,2}(1) = 20$ . Нормированные относительно  $\omega_0$  и  $R_G$  значения элементов  $C_G, L_{ВХ}, R_{ВХ}$  равны:  $C_{ГНОРМ} = C_G R_G \omega_0 = 0,628$ ;  $L_{ВХНОРМ} = L_{ВХ} \omega_0 / R_G = 0,0942$ ;  $R_{ВХНОРМ} = R_{ВХ} / R_G =$

0,024. Подставляя  $C_{\Gamma\text{норм}}$  и коэффициент  $b_1$  для случая  $f_B/f_H=1,1$  из таблицы 3.5 в (3.13), рассчитаем:  $R'_{\text{ВХнорм}} = 0,004$ . Ближайшая табличная величина  $R'_{\text{ВХнорм}}$  равна 0,0. Для указанного значения  $R'_{\text{ВХнорм}}$  из таблицы найдем:  $C'_{1\text{норм}} = 1,063$ ;  $C'_{2\text{норм}} = 1,705$ ;  $L'_{3\text{норм}} = 0,417$ . Подставляя найденные величины в (3.18) получим:  $C_{1\text{норм}} = 0,435$ ;  $C_{2\text{норм}} = 0,03$ ;  $L_{3\text{норм}} = 2,39$ . Денормируя полученные значения элементов КЦ определим:  $C_1 = C_{1\text{норм}}/R_{\Gamma}u_0 = 1,38$  пФ;  $C_2 = 0,1$  пФ;  $L_3 = L_{3\text{норм}}R_{\Gamma}/u_0 = 19$  нГн. Теперь по (3.12) вычислим:  $S_{21}(0) = 1,96$ .

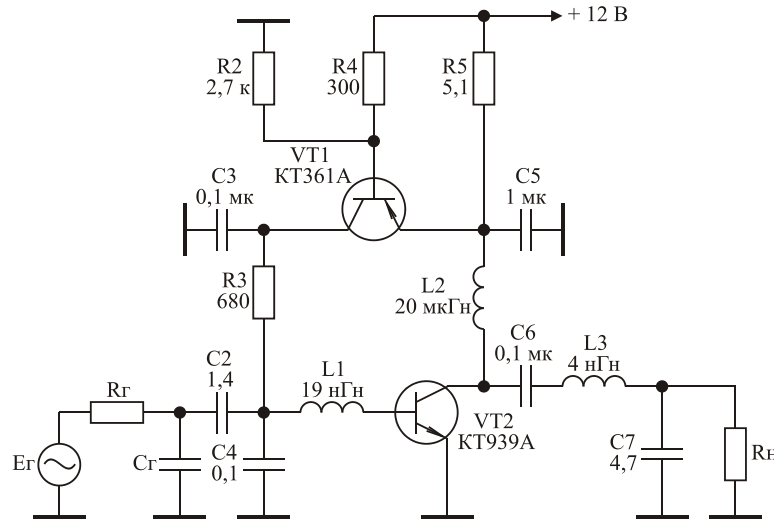


Рис. 4.4. Принципиальная схема усилительного каскада с четырехполюсной реактивной КЦ третьего порядка

На рис. 4.5 приведена АЧХ спроектированного однокаскадного усилителя, вычисленная с использованием полной эквивалентной схемы замещения транзистора КТ939А [25] (кривая 1). Здесь же представлена экспериментальная характеристика усилителя (кривая 2).

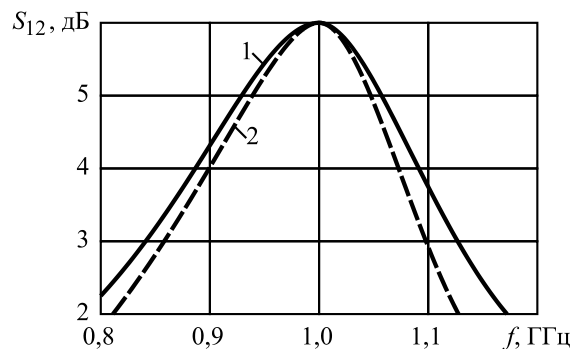


Рис. 4.5. Расчетная и экспериментальная АЧХ усилительного каскада

Рассчитанные значения элементов КЦ были использованы в качестве начального приближения в программе оптимизации, реализованной в среде известного математического пакета для инженерных и научных расчетов MATLAB. Оптимизированная амплитудно-частотная характеристика практически совпадает с кривой 1.

Результаты исследований этого раздела использованы при проектировании усилителя, описанного в разделе 8.15.

## 4.2. Параметрический синтез каскадов с корректирующей цепью, выполненной в виде полосового фильтра

Описание рассматриваемой схемы (рис. 4.2), ее применение в полосовых усилителях мощности ОБЧ - и УВЧ-диапазонов и методика настройки даны в работах [21].

Аппроксимируя входной и выходной импедансы транзисторов  $VT1$  и  $VT2$   $RC$ - и  $RL$ - цепями перейдем к схеме, приведенной на рис. 4.6.

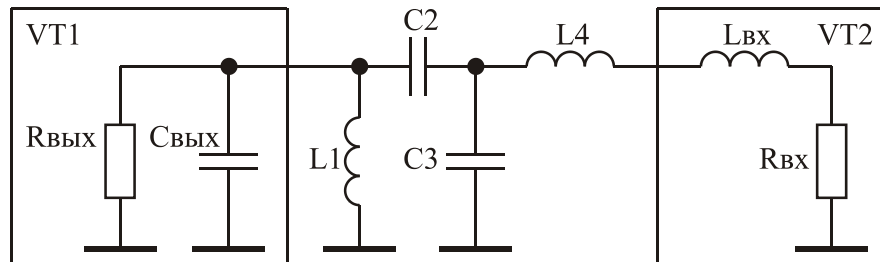


Рис. 4.6. Эквивалентная схема включения КЦ

Вводя идеальный трансформатор после конденсатора  $C_2$ , и применяя преобразование Нортона [6], перейдем к схеме, представленной на рис. 4.7.

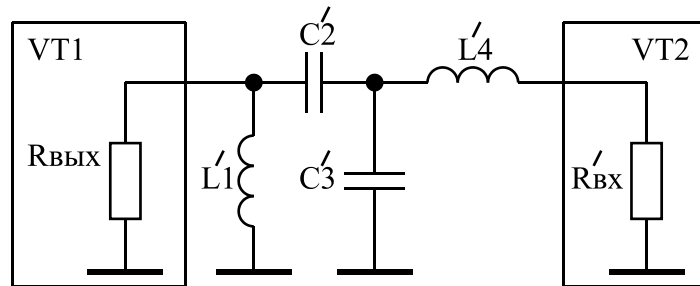


Рис. 4.7. Преобразованная эквивалентная схема включения КЦ

Коэффициент прямой передачи последовательного соединения преобразованной схемы КЦ и транзистора  $VT2$ , в соответствии с [32], может быть описан в символьном виде дробно-рациональной функцией комплексного переменного:

$$S_{21}(p) = \frac{a_1 p}{1 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + b_4 p^4}, \quad (4.1)$$

где  $p = j\Omega_{\text{норм}}$ ;

$\Omega_{\text{норм}} = \omega/\omega_{\text{в}}$  – нормированная частота;

$\omega$  – текущая круговая частота;

$\omega_{\text{в}}$  – центральная круговая частота полосового усилителя;

$$a_1 = 2C'_{2\text{норм}} L'_{1\text{норм}} \sqrt{R'_{\text{вхнорм}} G_{\text{ном}12}(1)};$$



$G_{\text{НОМ12}}(1)$  – коэффициент усиления транзистора VT2 по мощности в режиме двустороннего согласования на частоте  $\Omega_{\text{НОМ}}=1$ ;

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= L'_{1\text{НОМ}} + R'_{\text{ВХНОМ}}(C'_{2\text{НОМ}} + C'_{3\text{НОМ}}); \\ b_2 &= C'_{2\text{НОМ}}(L'_{1\text{НОМ}} + L'_{4\text{НОМ}}) + C'_{3\text{НОМ}}L'_{4\text{НОМ}} + \\ &+ R'_{\text{ВХНОМ}}L'_{1\text{НОМ}}(C'_{2\text{НОМ}} + C'_{3\text{НОМ}}); \\ b_3 &= L'_{1\text{НОМ}}C'_{2\text{НОМ}}C'_{3\text{НОМ}}R'_{\text{ВХНОМ}} + \\ &+ L'_{1\text{НОМ}}L'_{4\text{НОМ}}(C'_{2\text{НОМ}} + C'_{3\text{НОМ}}); \\ b_4 &= L'_{1\text{НОМ}}C'_{2\text{НОМ}}C'_{3\text{НОМ}}L'_{4\text{НОМ}}; \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

$$R'_{\text{ВХНОМ}} = R_{\text{ВХНОМ}}(b_1 b_2 - b_3 - C_{\text{ВЫХНОМ}} b_1^2)^2 / (b_1 b_2 - b_3)^2; \quad (4.3)$$

$R'_{\text{ВХНОМ}}, C_{\text{ВЫХНОМ}}, L'_{1\text{НОМ}}, C'_{2\text{НОМ}}, C'_{3\text{НОМ}}, L'_{4\text{НОМ}}$  – нормированные относительно  $\omega_{\text{В}}$  и  $R_{\text{ВЫХ}}$  значения элементов  $R_{\text{ВХ}}, C_{\text{ВЫХ}}, L'_1, C'_2, C'_3, L'_4$ .

По известным значениям  $C_{\text{ВЫХНОМ}}, L'_{1\text{НОМ}}, C'_{2\text{НОМ}}, C'_{3\text{НОМ}}, L'_{4\text{НОМ}}$ , переходя от схемы рис. 4.7 к схеме рис. 4.6, найдём:

$$\left. \begin{aligned} L_{1\text{НОМ}} &= L'_{1\text{НОМ}}; \\ C_{2\text{НОМ}} &= C'_{2\text{НОМ}} - C_{\text{ВЫХНОМ}}; \\ C_{3\text{НОМ}} &= [C'_{3\text{НОМ}} - C'_{2\text{НОМ}}(K-1)]/K^2; \\ L_{4\text{НОМ}} &= L'_{4\text{НОМ}}K^2 - L_{\text{ВХНОМ}}, \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

где  $K = C'_{2\text{НОМ}} / (C'_{2\text{НОМ}} - C_{\text{ВЫХНОМ}})$ ;

$L_{\text{ВХНОМ}}$  – нормированное относительно  $R_{\text{ВЫХ}}$  и  $\omega_{\text{В}}$  значение  $L_{\text{ВХ}}$ .

Из (4.1) следует, что коэффициент усиления каскада на частоте  $\Omega_{\text{Н}}=1$  равен:

$$S_{21}(0) = \frac{2C'_{2\text{НОМ}}L'_{1\text{НОМ}}\sqrt{R'_{\text{ВХНОМ}}G_{\text{НОМ12}}(1)}}{\sqrt{(1-b_2+b_4)^2 + (b_1-b_3)}}. \quad (4.5)$$

В качестве прототипа передаточной характеристики (4.1) выберем функцию:

$$T_n(p) = \frac{p}{1 + d_1p + d_2p^2 + d_3p^3 + d_4p^4}. \quad (4.6)$$

Квадрат модуля функции-прототипа (4.6) имеет вид:

$$|T_n(p)|^2 = \frac{x}{1 + D_1x + D_2x^2 + D_3x^3 + D_4x^4}. \quad (4.7)$$

Для нахождения коэффициентов  $D_i$  составим систему линейных неравенств:

$$\left. \begin{aligned} & \left[ \begin{aligned} & \xi(x) - \delta (1 + D_1x + D_2x^2 + D_3x^3 + D_4x^4) - x \leq 0; \\ & - \xi(x) + \delta (1 + D_1x + D_2x^2 + D_3x^3 + D_4x^4) + x \leq 0; \\ & \varepsilon_0 - (1 + D_1x + D_2x^2 + D_3x^3 + D_4x^4) \leq 0. \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Решая (4.8) для различных  $\xi(x)$  и  $\delta$ , при условии максимизации функции цели ( $Fun = D_4 = \max$ ), найдем коэффициенты  $D_i$ , соответствующие различным полосам пропускания полосового усилительного каскада. Вычисляя полиномы Гурвица знаменателя функции (4.7), определим коэффициенты функции-прототипа (4.6).

Значения коэффициентов функции-прототипа (4.6), соответствующие различным величинам относительной полосы пропускания определяемой отношением  $f_B/f_H$ , где  $f_B, f_H$  – верхняя и нижняя граничные частоты полосового усилителя, для неравномерности АЧХ  $\pm 0,5$  дБ, приведены в таблице 4.2.

В таблице 4.2 представлены также результаты вычислений нормированных значений элементов  $L'_{1\text{норм}}, C'_{2\text{норм}}, C'_{3\text{норм}}, L'_{4\text{норм}}$ , соответствующие различным значениям  $R'_{\text{вхнорм}}$ , где ОПП – относительная полоса пропускания, определяемая отношением  $f_B/f_H$ .

Анализ полученных результатов позволяет установить следующее. Для заданной относительной полосы пропускания существует определенное значение  $R'_{\text{вхнорм}}$ , при превышении которого реализация каскада с требуемой формой АЧХ становится невозможной. Это обусловлено уменьшением добротности рассматриваемой цепи с увеличением  $R'_{\text{вхнорм}}$ . При больших величинах отношения  $f_B/f_H$  анализируемая схема МКЦ перерождается в трехэлементную КЦ, методика расчета которой описана в разделе 3.3. Поэтому в таблице 4.2 приведены результаты расчетов нормированных значений элементов КЦ, ограниченные отношением  $f_B/f_H = 6$ . Рассматриваемая КЦ (рис. 4.2) может быть использована и в качестве входной КЦ. В этом случае при расчетах следует полагать  $R_{\text{вых}} = R_{\Gamma}, C_{\text{вых}} = C_{\Gamma}$ .

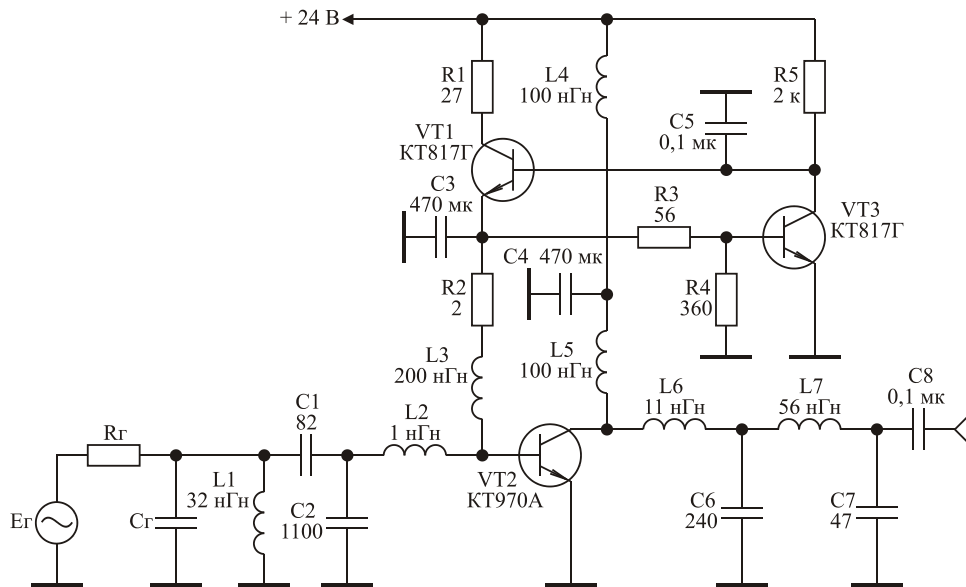
Таблица 4.2. Нормированные значения элементов КЦ

ОПП	$R'_{\text{ВХнорм}}$	$L'_{1\text{норм}}$	$C'_{2\text{норм}}$	$C'_{3\text{норм}}$	$L'_{4\text{норм}}$
$f_{\text{В}}/f_{\text{Н}}=1.3$ $d_1=0.29994$ $d_2=2.0906$ $d_3=0.29406$ $d_4=1.0163$	0.00074	0.2215	5.061	100.2	0.00904
	0.0006	0.2509	4.419	76.29	0.01200
	0.0005	0.2626	4.216	69.26	0.01325
	0.0004	0.2721	4.068	64.22	0.01429
	0.0003	0.2801	3.951	60.27	0.01523
	0.0002	0.2872	3.855	57.04	0.01609
	0.0001	0.2935	3.773	54.31	0.01689
	0.0	0.2999	3.702	51.96	0.01764
$f_{\text{В}}/f_{\text{Н}}=1.4$ $d_1=0.42168$ $d_2=2.1772$ $d_3=0.40887$ $d_4=1.0356$	0.0021	0.3311	3.674	39.44	0.02158
	0.0015	0.3728	3.231	29.34	0.02931
	0.001	0.3926	3.066	25.96	0.03313
	0.0007	0.4024	2.994	24.49	0.03500
	0.0005	0.4084	2.951	23.66	0.03631
	0.0003	0.4139	2.914	22.91	0.03746
	0.0002	0.4166	2.896	22.57	0.03803
	0.0	0.4217	2.864	21.93	0.03911
$f_{\text{В}}/f_{\text{Н}}=1.6$ $d_1=0.55803$ $d_2=2.2812$ $d_3=0.52781$ $d_4=1.0474$	0.0045	0.4476	3.002	21.54	0.03620
	0.004	0.4757	2.799	17.78	0.04424
	0.003	0.5049	2.630	15.07	0.05235
	0.002	0.5259	2.527	13.54	0.05822
	0.0015	0.5349	2.487	12.96	0.06075
	0.001	0.5431	2.452	12.46	0.06313
	0.0007	0.5478	2.433	12.19	0.06448
	0.0	0.5580	2.392	11.63	0.06747
$f_{\text{В}}/f_{\text{Н}}=1.8$ $d_1=0.75946$ $d_2=2.4777$ $d_3=0.69615$ $d_4=1.0844$	0.0091	0.6180	2.526	12.93	0.0540
	0.009	0.6251	2.495	12.43	0.0560
	0.008	0.6621	2.335	9.831	0.0711
	0.007	0.6810	2.267	8.914	0.0791
	0.005	0.7092	2.180	7.858	0.0892
	0.002	0.7411	2.096	6.886	0.1013
	0.001	0.7514	2.075	6.646	0.1050
	0.0	0.7595	2.055	6.431	0.1080
$f_{\text{В}}/f_{\text{Н}}=2$ $d_1=0.98632$ $d_2=2.7276$ $d_3=0.87132$ $d_4=1.13$	0.0144	0.831	2.189	8.543	0.073
	0.014	0.850	2.133	7.586	0.082
	0.012	0.888	2.039	6.182	0.101
	0.01	0.911	1.991	5.578	0.112
	0.007	0.938	1.942	5.010	0.124
	0.005	0.953	1.917	4.736	0.131
	0.001	0.980	1.878	4.319	0.142
	0.0	0.986	1.869	4.233	0.145

Продолжение таблицы 4.2

ОПП	$R'_{\text{ВХнорм}}$	$L'_{1\text{норм}}$	$C'_{2\text{норм}}$	$C'_{3\text{норм}}$	$L'_{4\text{норм}}$
$f_{\text{В}}/f_{\text{Н}}=2.5$ $d_1=1.4344$ $d_2=3.2445$ $d_3=1.1839$ $d_4=1.2206$	0.0236	1.262	1.842	5.423	0.097
	0.022	1.299	1.793	4.367	0.121
	0.02	1.320	1.770	3.932	0.133
	0.015	1.358	1.736	3.379	0.153
	0.01	1.387	1.714	3.058	0.168
	0.005	1.412	1.699	2.829	0.181
	0.001	1.430	1.689	2.685	0.188
	0.0	1.434	1.686	2.652	0.190
$f_{\text{В}}/f_{\text{Н}}=3$ $d_1=2.0083$ $d_2=3.9376$ $d_3=1.5378$ $d_4=1.3387$	0.032	1.827	1.628	4.027	0.112
	0.03	1.864	1.609	3.213	0.139
	0.025	1.900	1.595	2.717	0.163
	0.02	1.927	1.589	2.458	0.178
	0.015	1.950	1.584	2.280	0.190
	0.01	1.971	1.582	2.143	0.200
	0.005	1.990	1.580	2.032	0.209
	0.0	2.008	1.579	1.939	0.218
$f_{\text{В}}/f_{\text{Н}}=4$ $d_1=2.9770$ $d_2=5.1519$ $d_3=2.1074$ $d_4=1.573$	0.0414	2.787	1.455	3.137	0.124
	0.04	2.812	1.456	2.661	0.144
	0.035	2.848	1.460	2.229	0.170
	0.03	2.872	1.464	2.010	0.185
	0.02	2.912	1.474	1.772	0.207
	0.01	2.946	1.483	1.611	0.223
	0.005	2.962	1.488	1.548	0.231
	0.0	2.977	1.492	1.493	0.237
$f_{\text{В}}/f_{\text{Н}}=5$ $d_1=4.131$ $d_2=6.6221$ $d_3=2.7706$ $d_4=1.8775$	0.0479	3.936	1.353	2.716	0.130
	0.045	3.972	1.366	2.162	0.160
	0.04	4.000	1.377	1.898	0.180
	0.03	4.040	1.395	1.635	0.204
	0.02	4.073	1.411	1.478	0.221
	0.01	4.103	1.426	1.366	0.235
	0.005	4.128	1.439	1.287	0.245
	0.0	4.131	1.440	1.279	0.247
$f_{\text{В}}/f_{\text{Н}}=6$ $d_1=4.79$ $d_2=7.4286$ $d_3=3.109$ $d_4=2.0246$	0.050	4.604	1.315	2.413	0.139
	0.048	4.625	1.325	2.105	0.157
	0.045	4.644	1.334	1.914	0.171
	0.04	4.667	1.346	1.730	0.186
	0.03	4.704	1.366	1.518	0.208
	0.02	4.735	1.382	1.401	0.223
	0.01	4.763	1.399	1.284	0.237
	0.0	4.790	1.415	1.206	0.248

**Пример.** Осуществим проектирование однокаскадного транзисторного усилителя, являющегося одним из восьми канальных усилителей выходного усилителя мощности 500 Вт передатчика FM диапазона, при условиях:  $R_{\Gamma} = R_{\text{H}} = 75 \text{ Ом}$ ;  $C_{\Gamma} = 10 \text{ пФ}$ ; диапазон частот 88...108 МГц; в качестве усилительного элемента использовать транзистор КТ970А. Принципиальная схема каскада приведена на рис. 4.8. Элементы  $L_5 = 11 \text{ нГн}$ ,  $C_6 = 240 \text{ пФ}$ ,  $L_7 = 56 \text{ нГн}$ ,  $C_8 = 47 \text{ пФ}$  формируют трансформатор импедансов [40], обеспечивающий оптимальное, в смысле достижения максимального значения выходной мощности, сопротивление нагрузки транзистора и практически не влияющий на форму АЧХ усилительного каскада.



**Рис. 4.8.** Принципиальная схема мощного полосового усилительного каскада

**Решение.** Используя справочные данные транзистора КТ970А [25] и соотношения для расчета значений элементов однонаправленной модели [39], получим:  $R_{\text{ВХ}} = r_{\text{б}} = 0,053 \text{ Ом}$ ;  $L_{\text{ВХ}} = L_{\text{б}} + L_{\text{э}} = 0,9 \text{ нГн}$ ;  $G_{\text{НОМ}12}(1) = 113$ , где  $r_{\text{б}}$  — сопротивление базы транзистора;  $L_{\text{б}}, L_{\text{э}}$  — индуктивности выводов базы и эмиттера транзистора.

Для заданного диапазона частот имеем:  $\omega_{\text{В}} = \pi(108+88) \cdot 10^6 = 6,15 \cdot 10^8$ ;  $f_{\text{В}}/f_{\text{Н}} = 1,23$ ;  $R_{\text{ВЫХ}} = R_{\Gamma}$ ,  $C_{\text{ВЫХ}} = C_{\Gamma}$ . Нормированные относительно  $R_{\Gamma}$  и  $\omega_{\text{В}}$  значения элементов  $R_{\text{ВХ}}, L_{\text{ВХ}}, C_{\Gamma}$  равны:  $R_{\text{ВХНОРМ}} = R_{\text{ВХ}}/R_{\Gamma} = 7,06 \cdot 10^{-4}$ ;  $L_{\text{ВХНОРМ}} = L_{\text{ВХ}}\omega_{\text{В}}/R_{\Gamma} = 7,38 \cdot 10^{-3}$ ;  $C_{\Gamma\text{НОРМ}} = C_{\Gamma}\omega_{\text{В}}R_{\Gamma} = 0,46$ . Используя табличные значения  $d_1, d_2, d_3, d_4$ , для  $f_{\text{В}}/f_{\text{Н}} = 1,3$ , в соответствии с (3.3) из (4.3) получим:  $R'_{\text{ВХНОРМ}} = 5,4 \cdot 10^{-4}$ . Ближайшее табличное значение  $R'_{\text{ВХНОРМ}} = 5 \cdot 10^{-4}$ , для которого:  $L'_{1\text{НОРМ}} = 0,2626$ ;  $C'_{2\text{НОРМ}} = 4,216$ ;  $C'_{3\text{НОРМ}} = 69,26$ ;  $L'_{4\text{НОРМ}} = 0,01325$ . По соотношениям (4.4) определим:  $L_{1\text{Н}} = 0,2626$ ;  $C_{2\text{Н}} = 3,756$ ;  $C_{3\text{Н}} = 54,56$ ;  $L_{4\text{Н}} = 0,0093$ . Осуществляя денормирование элементов КЦ, найдем:  $L_1 = L_{1\text{НОРМ}}R_{\Gamma}/\omega_{\text{В}} = 32 \text{ нГн}$ ;  $C_2 = C_{2\text{НОРМ}}/R_{\Gamma}\omega_{\text{В}} = 81,4 \text{ пФ}$ ;  $C_3 = 1183 \text{ пФ}$ ;  $L_4 = 1,1 \text{ нГн}$ . По (4.5) рассчитаем коэффициент усиления каскада:  $S_{210} = 7,33$ .

На рис. 4.9 приведена АЧХ спроектированного однокаскадного усилителя, вычисленная с использованием полной эквивалентной схемы замещения транзистора [25] (кривая 1). Здесь же представлена экспериментальная характеристика усилителя (кривая 2).

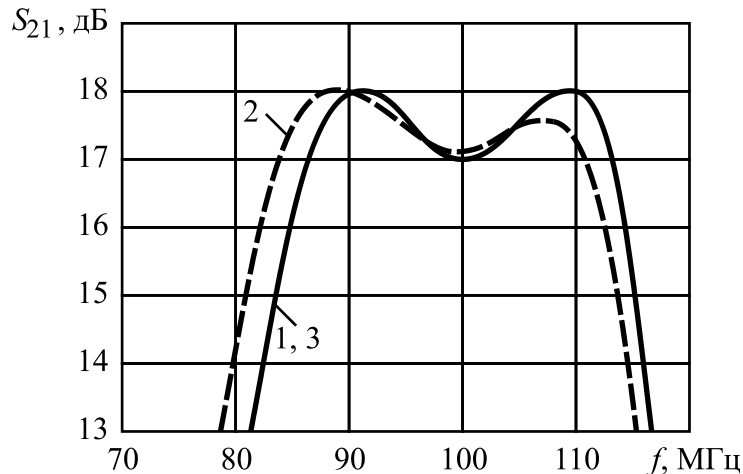


Рис. 4.9. Расчетные и экспериментальная АЧХ мощного полосового усилительного каскада

Рассчитанные значения элементов КЦ были использованы в качестве начального приближения в программе оптимизации, реализованной в среде MATLAB. Значения элементов оптимизированной схемы равны:  $L_1=31,2$  нГн;  $C_2=82,3$  пФ;  $C_3=1201$  пФ;  $L_4=1,14$  нГн. Оптимизированная АЧХ (кривая 3) практически совпадает с кривой 1. Оптимальность полученного решения подтверждает и наличие чебышевского альтернанса АЧХ.

Результаты исследований этого раздела использованы при проектировании усилителей, описанных в разделах 8.1, 8.4, 8.7, 8.12.

### 4.3. Параметрический синтез каскадов с корректирующей цепью, выполненной в виде фильтра нижних частот

Описание схемы приведенной на рис. 4.3, ее применение в полосовых усилителях мощности ОВЧ - и УВЧ-диапазонов, а также методика настройки даны в [2, 15]. Известные методы расчета указанной КЦ [15] не учитывают частотную зависимость коэффициента усиления транзистора в пределах рабочего диапазона, что является причиной значительных искажений формы АЧХ разрабатываемых усилителей.

Аппроксимируя входной и выходной импедансы транзисторов  $VT1$  и  $VT2$   $RC$ - и  $RL$ - цепями, перейдем к схеме, приведенной на рис. 4.10.

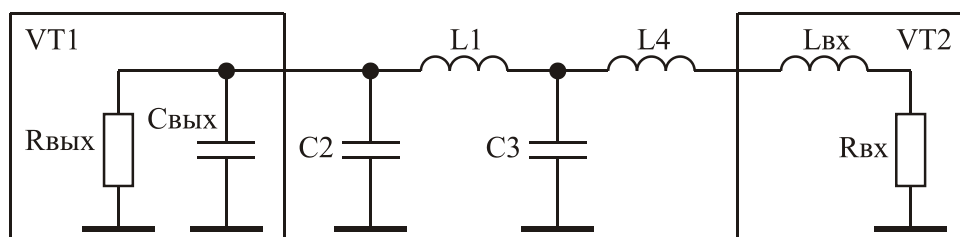


Рис. 4.10. Эквивалентная схема включения КЦ

Коэффициент прямой передачи последовательного соединения КЦ и транзистора  $VT2$ , в соответствии с [32], может быть описан в символьном виде дробно-рациональной функцией комплексного переменного:

$$S_{21}(p) = \frac{a_0}{p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + b_4 p^4 + b_5 p^5}, \quad (4.9)$$

где  $p = j\Omega_{\text{норм}}$ ;

$\Omega_{\text{норм}} = \omega/\omega_{\text{В}}$  – нормированная частота;

$\omega$  – текущая круговая частота;

$\omega_{\text{В}}$  – центральная круговая частота полосового усилителя;

$a_0 = 2\sqrt{R_{\text{вхнорм}}G_{\text{ном12}}(1)/(1+R_{\text{вхнорм}})}$ ;

$G_{\text{ном12}}(1)$  – коэффициент усиления транзистора  $VT2$  по мощности в режиме двухстороннего согласования на частоте  $\Omega_{\text{норм}}=1$ ;

$$\left. \begin{aligned} b_2 &= \frac{L_{2\text{норм}} + L'_{4\text{норм}} + R_{\text{вхнорм}}(C'_{1\text{норм}} + C_{3\text{норм}})}{1 + R_{\text{вхнорм}}}; \\ b_3 &= \frac{C'_{1\text{норм}}(L_{2\text{норм}} + L'_{4\text{норм}}) + C_{3\text{норм}}(R_{\text{вхнорм}}L_{2\text{норм}} + L'_{4\text{норм}})}{1 + R_{\text{вхнорм}}}; \\ b_4 &= L_{2\text{норм}}C_{3\text{норм}}(C'_{1\text{норм}}R_{\text{вхнорм}} + L'_{4\text{норм}})/(1 + R_{\text{вхнорм}}); \\ b_5 &= C'_{1\text{норм}}L_{2\text{норм}}C_{3\text{норм}}L'_{4\text{норм}}/(1 + R_{\text{вхнорм}}); \end{aligned} \right\} \quad (4.10)$$

$C'_{1\text{норм}} = C_{1\text{норм}} + C_{\text{выхнорм}}$ ;

$L'_{4\text{норм}} = L_{4\text{норм}} + L_{\text{вхнорм}}$ ;

$R_{\text{вхнорм}}, L_{\text{вхнорм}}, C_{\text{выхнорм}}, C_{1\text{норм}}, L_{2\text{норм}}, C_{3\text{норм}}, L_{4\text{норм}}$  – нормированные относительно  $\omega_{\text{В}}$  и  $R_{\text{ВЫХ}}$  значения элементов  $R_{\text{ВХ}}, L_{\text{ВХ}}, C_{\text{ВЫХ}}, C_1, L_2, C_3, L_4$ ;

$R_{\text{ВЫХ}}, C_{\text{ВЫХ}}$  – активная и емкостная составляющие выходного сопротивления транзистора  $VT1$ ;

$R_{\text{ВХ}}, L_{\text{ВХ}}$  – активная и индуктивная составляющие входного сопротивления транзистора  $VT2$ .

Из (4.9) следует, что коэффициент усиления каскада на частоте  $\Omega=1$  равен:

$$S_{21}(1) = \frac{2}{1 + R_{\text{вхнорм}}} \sqrt{\frac{R_{\text{вхнорм}}G_{\text{ном12}}(1)}{(1 - b_3 + b_5)^2 + (b_4 - b_2)^2}}. \quad (4.11)$$

В качестве прототипа передаточной характеристики (4.9) выберем функцию:

$$T_n(p) = \frac{1}{p + d_2 p^2 + d_3 p^3 + d_4 p^4 + d_5 p^5}. \quad (4.12)$$

Квадрат модуля функции-прототипа (4.12) имеет вид:

$$|T_n(p)|^2 = \frac{1}{x + D_2 x^2 + D_3 x^3 + D_4 x^4 + D_5 x^5}. \quad (4.13)$$

Для выражения (4.13) составим систему линейных неравенств:

$$\left. \begin{aligned} & \left| \xi(x) - \delta \overline{(x + D_2 x^2 + D_3 x^3 + D_4 x^4 + D_5 x^5)} - 1 \right| \leq 0; \\ & \left| \xi(x) + \delta \overline{(x + D_2 x^2 + D_3 x^3 + D_4 x^4 + D_5 x^5)} + 1 \right| \leq 0; \\ & \varepsilon_0 - (x + D_2 x^2 + D_3 x^3 + D_4 x^4 + D_5 x^5) \leq 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.14)$$

Решая (4.14) для различных  $\xi(x)$  и  $\delta$  при условии максимизации функции цели ( $Fun = D_5 = \max$ ), найдем коэффициенты  $D_i$ , соответствующие различным полосам пропускания полосового усилительного каскада. Значения коэффициентов функции-прототипа для различных полос пропускания и неравномерности АЧХ 0,25 дБ приведены в таблице 4.3, где ОПП – относительная полоса пропускания, определяемая отношением  $f_B/f_H$ ;  $f_B, f_H$  – верхняя и нижняя граничные частоты полосового усилителя.

Здесь же представлены результаты вычислений нормированных значений элементов  $C'_{1\text{норм}}, L_{2\text{норм}}, C_{3\text{норм}}, L'_{4\text{норм}}$ , полученные из решения системы неравенств (4.10) и соответствующие различным значениям  $R_{\text{вхнорм}}$ .

Анализ полученных результатов позволил установить следующее. Для заданной ОПП существует определенное значение  $R_{\text{вхнорм}}$ , при превышении которого реализация каскада с требуемой формой АЧХ становится невозможной. При допустимой неравномерности АЧХ, равной 0,25 дБ, ее аппроксимация функцией (4.13) возможна при условии  $f_B/f_H \leq 2$ . При допустимой неравномерности АЧХ более 0,25 дБ, область аппроксимации увеличивается незначительно.

Поэтому создание усилителя с полосой пропускания более одной октавы с использованием КЦ изображенной на рис. 4.3 невозможно. Рассматриваемая КЦ может быть использована и в качестве входной КЦ усилителя. В этом случае при расчетах следует полагать  $R_{\text{вых}} = R_{\Gamma}, C_{\text{вых}} = C_{\Gamma}$ .



Таблица 4.3. Нормированные значения элементов КЦ

ОПП	$R_{\text{вхнорм}}$	$C'_{1\text{норм}}$	$L_{2\text{норм}}$	$C_{3\text{норм}}$	$L'_{4\text{норм}}$
$f_{\text{B}}/f_{\text{H}} = 1.2$ $d_2=0.28324$ $d_3=2.0380$ $d_4=0.26888$ $d_5=0.98884$	0.0005847	5.773	0.1773	164.6	0.0059
	0.000518	5.294	0.1947	153.8	0.0062
	0.000506	5.052	0.2024	141.4	0.0068
	0.000485	4.838	0.2101	130.8	0.0074
	0.00045	4.612	0.2192	119.8	0.0082
	0.0004	4.396	0.2289	109.2	0.009
	0.00032	4.162	0.2406	97.80	0.0101
	0.0002	3.929	0.2537	86.43	0.0115
	0.0	3.677	0.2698	74.36	0.0134
$f_{\text{B}}/f_{\text{H}} = 1.3$ $d_2=0.40850$ $d_3=2.0543$ $d_4=0.36889$ $d_5=0.96466$	0.001896	3.759	0.2763	57.58	0.0161
	0.00176	3.565	0.2906	54.04	0.0173
	0.00172	3.452	0.2975	50.72	0.0186
	0.00164	3.322	0.3063	47.13	0.0201
	0.00151	3.186	0.3166	43.47	0.0220
	0.00132	3.050	0.3282	39.86	0.0242
	0.00107	2.922	0.3401	36.52	0.0266
	0.0006	2.757	0.3574	32.25	0.0304
	0.0	2.615	0.3741	28.65	0.0344
$f_{\text{B}}/f_{\text{H}} = 1.4$ $d_2=0.56846$ $d_3=2.0762$ $d_4=0.48523$ $d_5=0.93726$	0.00482	2.619	0.3999	25.52	0.0352
	0.00459	2.528	0.4113	24.09	0.0376
	0.00447	2.452	0.4185	22.55	0.0407
	0.00425	2.374	0.4272	21.06	0.0441
	0.00390	2.291	0.4375	19.56	0.0480
	0.00335	2.201	0.4500	17.98	0.0528
	0.00260	2.114	0.4634	16.49	0.0581
	0.00160	2.029	0.4778	15.08	0.0642
	0.0	1.931	0.4960	13.50	0.0724
$f_{\text{B}}/f_{\text{H}} = 1.6$ $d_2=0.75048$ $d_3=1.9966$ $d_4=0.57207$ $d_5=0.81594$	0.010896	1.853	0.5363	12.38	0.0669
	0.0105	1.811	0.5443	11.86	0.0706
	0.0101	1.746	0.5519	10.88	0.0786
	0.0096	1.703	0.5584	10.27	0.0843
	0.0086	1.644	0.5684	9.511	0.0926
	0.0073	1.590	0.5788	8.846	0.1009
	0.0053	1.530	0.5918	8.133	0.1114
	0.0034	1.486	0.6022	7.634	0.1198
	0.0	1.426	0.6176	6.970	0.1329

$f_B/f_H = 1.8$	0.016114	1.521	0.6061	8.553	0.0892	
	0.0155	1.483	0.6133	8.083	0.0958	
	0.0151	1.450	0.6167	7.650	0.1028	
	$d_2=0.84428$	0.0144	1.417	0.6214	7.236	0.1104
	$d_3=1.8738$	0.0133	1.380	0.6275	6.820	0.1189
	$d_4=0.57990$	0.0115	1.338	0.6358	6.361	0.1296
$f_B/f_H = 2$	$d_5=0.69360$	0.009	1.294	0.6454	5.919	0.1415
		0.0047	1.240	0.6590	5.395	0.158
		0.0	1.196	0.6711	4.991	0.1731
		0.01878	1.348	0.6276	7.306	0.097
		0.0181	1.320	0.6338	6.975	0.1028
		0.0177	1.294	0.6362	6.604	0.1103
$d_2=0.87096$		1.267	0.6396	6.265	0.1181	
	$d_3=1.7385$	0.0155	1.229	0.6456	5.830	0.1294
	$d_4=0.55020$	0.014	1.202	0.6508	5.538	0.1379
		0.011	1.161	0.6596	5.126	0.1517
	$d_5=0.58961$	0.007	1.122	0.6694	4.745	0.1665
		0.0	1.071	0.6833	4.291	0.1876

**Пример.** Осуществим проектирование однокаскадного транзисторного усилителя, являющегося одним из четырех канальных усилителей выходного усилителя мощности 250 Вт передатчика пятого канала телевидения, при условиях:  $R_{\Gamma} = R_H = 75$  Ом, диапазон усиливаемых частот 92...100 МГц, используемый транзистор – КТ970А. Схема каскада приведена на рис. 4.11. Элементы  $L_5 = 12,5$  нГн,  $C_6 = 213$  пФ,  $L_7 = 60$  нГн,  $C_8 = 44$  пФ формируют трансформатор импедансов, обеспечивающий оптимальное (в смысле достижения максимального значения выходной мощности) сопротивление нагрузки транзистора и практически не влияющий на форму АЧХ усилительного каскада.

**Решение.** Используя справочные данные транзистора КТ970А [25] и соотношения для расчета значений элементов однонаправленной модели [39], получим:  $R_{ВХ} = r_{\zeta} = 0,053$  Ом;  $L_{ВХ} = L_6 + L_9 = 0,9$  нГн,  $G_{НОМ12}(1) = 110$ , где  $r_{\zeta}$  – сопротивление базы транзистора,  $L_6, L_9$  – индуктивности выводов базы и эмиттера транзистора. Для заданного диапазона частот имеем:  $\omega_B = \pi(100+92) \cdot 10^6 = 6,0288 \cdot 10^8$ ,  $f_B/f_H = 1,087$ . Нормированное относительно  $R_{\Gamma}$  значение  $R_{ВХ}$  равно:  $R_{ВХНОРМ} = R_{ВХ}/R_{\Gamma} = 7,06 \cdot 10^{-4}$ .

Как следует из таблицы 4.3, рассчитанному значению  $R_{ВХНОРМ}$  соответствует минимально достижимая полоса пропускания, определяемая величиной  $f_B/f_H = 1,3$ . Ближайшее табличное значение  $R_{ВХНОРМ}$  при условии  $f_B/f_H = 1,3$ , равно  $6 \cdot 10^{-4}$ . Для этого значения  $R_{ВХНОРМ}$  из таблицы найдем:

$C_{1НОРМ} = 2,757$ ;  $L_{2НОРМ} = 0,3574$ ;  $C_{3НОРМ} = 32,25$ ;  $L'_{4НОРМ} = 0,0304$ . Осуществляя денормирование элементов КЦ, получим:  $C_1 = C_{1НОРМ}/\omega_B R_{\Gamma} = 61$  пФ;  $L_2 = L_{2НОРМ} R_{\Gamma}/\omega_B = 44,46$  нГн;  $C_3 = 713,2$  пФ;  $L'_4 = 3,78$  нГн;  $L_4 = L'_4 - L_{ВХ} = 2,88$  нГн. По соотношению (4.11) и данным таблицы найдем коэффициент усиления рассчитываемого каскада:  $S_{21}(1) = 5,683$ .

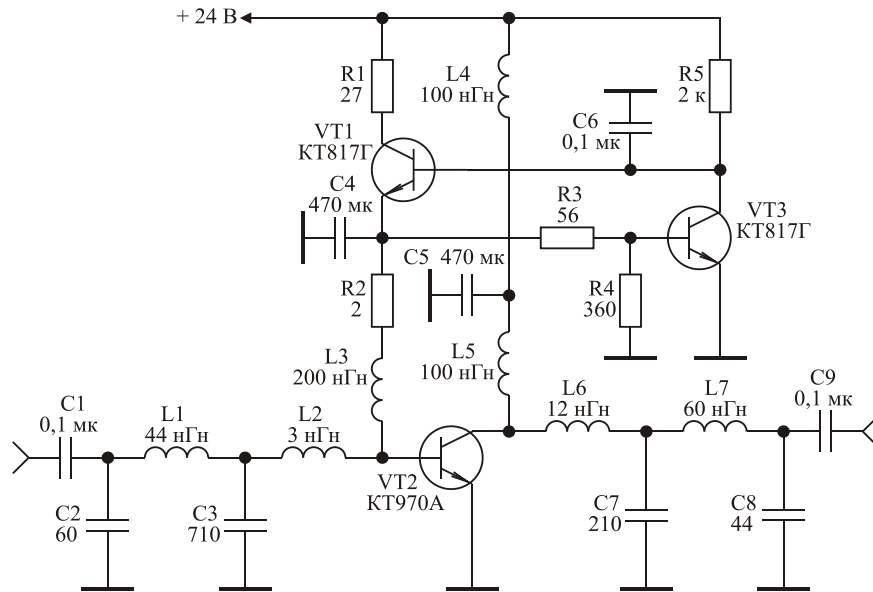


Рис. 4.11. Принципиальная схема мощного усилительного каскада

На рис. 4.12 приведена АЧХ спроектированного однокаскадного усилителя, вычисленная с использованием полной эквивалентной схемы замещения транзистора [25] (кривая 1). Здесь же представлена экспериментальная характеристика усилителя (кривая 2).

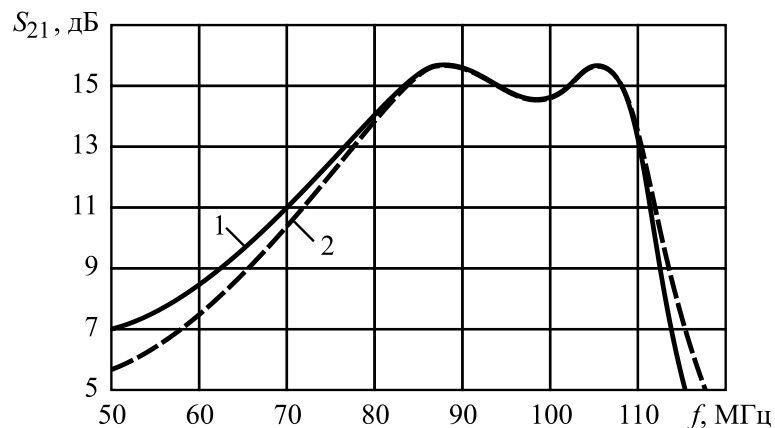


Рис. 4.12. Расчетные и экспериментальная АЧХ мощного полосового усилительного каскада

### Контрольные вопросы

1. Каково назначение корректирующих цепей, применяемых в полосовых усилителях мощности?
2. Какие выводы можно сделать об эффективности корректирующих цепей, приведенных на рис. 4.2 и 4.3, в результате сравнения амплитудно-частотных характеристик, представленных на рис. 4.9 и 4.12?
3. Объясните назначение элементов  $L_6, L_7, C_7, C_8$  в усилительном каскаде, принципиальная схема которого дана на рис. 4.11?
4. Для чего предназначены транзисторы  $VT1$  и  $VT3$  в усилительном каскаде, приведенном на рис. 4.8?

## 5. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ТРАНСФОРМАТОРОВ СОПРОТИВЛЕНИЙ ВЫХОДНЫХ КАСКАДОВ ПЕРЕДАТЧИКОВ СИСТЕМ РАДИОВЕЩАНИЯ И РАДИОСВЯЗИ

В настоящем разделе предлагается использовать метод параметрического синтеза мощных усилительных каскадов с корректирующими цепями, описанный в разделе 3.1, для синтеза нормированных значений элементов трансформаторов сопротивлений, обеспечивающих минимизацию отклонения коэффициента трансформации от заданного значения в заданной полосе рабочих частот трансформатора.

Допустимые напряжения, прикладываемые к электродам современных мощных транзисторов применяемых в выходных каскадах передатчиков систем радиовещания и радиосвязи, составляют десятки вольт при допустимых токах в десятки ампер [25]. Поэтому в соответствии с [6, 8] оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора  $R_{\text{НОПТ}}$ , на которое он отдает максимальную мощность, составляет единицы Ом и может быть определено из соотношения:

$$R_{\text{НОПТ}} = (E_{\text{П}} - U_{\text{ОСТ}})^2 / 2P_{\text{ВЫХМАХ}}, \quad (5.1)$$

где  $E_{\text{П}}$  – рекомендуемое напряжение источника питания;

$P_{\text{ВЫХМАХ}}$  – максимальное значение выходной мощности, отдаваемой транзистором;

$U_{\text{ОСТ}}$  – остаточное напряжение;

$E_{\text{П}}, P_{\text{ВЫХМАХ}}, U_{\text{ОСТ}}$  – справочные величины [25].

Для ряда транзисторов значение  $U_{\text{ОСТ}}$  в справочниках не приведены. В этом случае следует выбирать  $U_{\text{ОСТ}} = 0,1 \dots 2$  В, что справедливо для большинства мощных транзисторов [25].

Выходные каскады усилителей мощности передатчиков систем радиовещания и радиосвязи работают на входные сопротивления антенно-фидерных трактов  $R_{\text{А}}$ , имеющие, как правило, стандартное значение равное 50, либо 75 Ом [8].

С целью трансформирования сопротивления антенно-фидерного тракта в оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора традиционно используются трансформаторы сопротивлений, выполненные в виде фильтров нижних частот (ФНЧ) (рис. 5.1) [8, 15]. Во многом это обусловлено наличием разработанной методики расчета таких трансформаторов, основанной на использовании таблиц нормированных значений элементов [40].

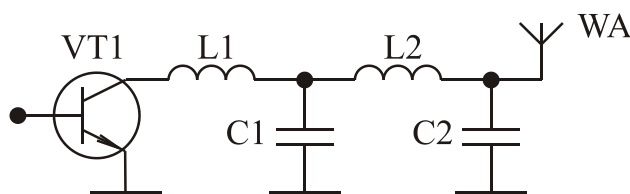


Рис. 5.1. Трансформатор сопротивлений в виде ФНЧ

Обычно указанные трансформаторы реализуются в виде ФНЧ четвертого порядка [5, 8]. Недостатком рассматриваемых трансформаторов является значительное частотно-зависимое отклонение их коэффициента трансформации  $K_{\text{тр}}$  от заданного значения при необходимости одновременного увеличения, как указанного коэффициента, так и относительной полосы рабочих частот  $W = f_{\text{В}}/f_{\text{Н}}$ , где  $f_{\text{В}}$ ,  $f_{\text{Н}}$  – верхняя и нижняя рабочие частоты трансформатора.

Указанный недостаток может быть устранен благодаря использованию трансформаторов, выполненных в виде полосовых фильтров (ПФ), что достигается благодаря увеличению их коэффициента отражения вне полосы рабочих частот. В диапазоне метровых и дециметровых волн наиболее удобными в применении оказываются трансформаторы, выполненные по схемам, приведенным на рис. 5.2,а и 5.2,б [14]. Однако отсутствие методики расчета указанных трансформаторов затрудняет их применение.

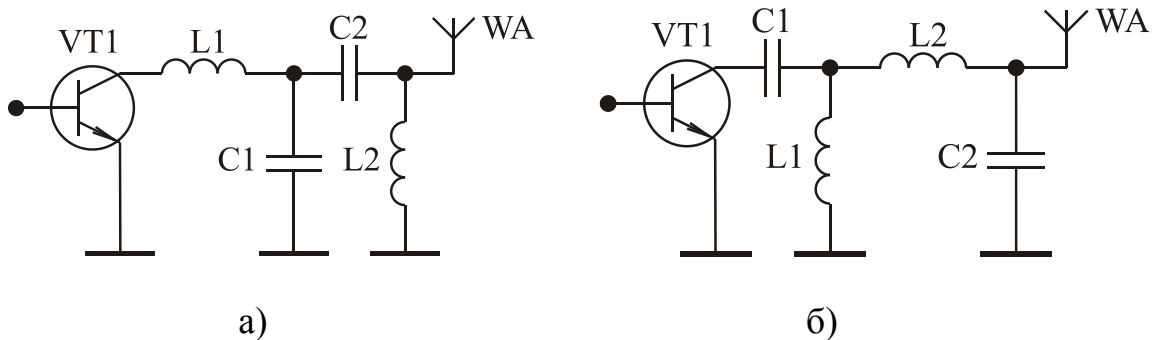


Рис. 5.2. Трансформаторы сопротивлений в виде ПФ

Для синтеза нормированных значений элементов трансформаторов сопротивлений, выполненных в виде полосовых фильтров, обеспечивающих минимизацию отклонения коэффициента трансформации от заданного значения в заданной полосе рабочих частот трансформатора, воспользуемся методикой раздела 3.1. В соответствии с указанной методикой частотную зависимость  $K_{\text{тр}}$  трансформаторов представим в виде:

$$K_{\text{тр}} = \left| \frac{p^2 a_1}{1 + pb_1 + p^2 b_2 + p^3 b_3 + p^4 b_4} \right|^2, \quad (5.2)$$

где  $p = j\Omega_{\text{норм}}$ ;

$\Omega_{\text{норм}} = \omega/\omega_{\text{В}}$  – нормированная частота;

$\omega$  – текущая круговая частота;

$\omega_{\text{В}}$  – центральная круговая частота полосы рабочих частот трансформатора;

$a_1 = a_1(L, C), b_i = b_i(L, C)$  – коэффициенты, являющиеся функциями параметров элементов трансформаторов, нормированных относительно  $\omega_B$  и  $R_A$ .

В качестве функции-прототипа характеристики (5.2) выберем функцию:

$$T_n(p) = \frac{p^2}{1 + d_1 p + d_2 p^2 + d_3 p^3 + d_4 p^4}. \quad (5.3)$$

Квадрат модуля функции-прототипа (5.3) имеет вид:

$$|T_n(p)|^2 = \frac{x^2}{1 + D_1 x + D_2 x^2 + D_3 x^3 + D_4 x^4}, \quad (5.4)$$

где  $x = \Omega_{\text{норм}}^2$ .

Для нахождения коэффициентов  $D_i$  составим систему линейных неравенств:

$$\left. \begin{aligned} & \xi(x) - \delta (1 + D_1 x + D_2 x^2 + D_3 x^3 + D_4 x^4) - x^2 \leq 0; \\ & - \xi(x) + \delta (1 + D_1 x + D_2 x^2 + D_3 x^3 + D_4 x^4) + x^2 \leq 0; \\ & \varepsilon_0 - (1 + D_1 x + D_2 x^2 + D_3 x^3 + D_4 x^4) \leq 0; \quad x \in E_r, \end{aligned} \right\} \quad (5.5)$$

Решая (5.5) для различных  $\xi(x)$  и  $\delta$  при условии максимизации функции цели:  $Fun = D_4 = \max$ , найдем коэффициенты  $D_i$ , соответствующие различным полосам рабочих частот трансформатора и различным значениям его коэффициента трансформации. По известным коэффициентам функции-прототипа (5.3), решая систему нелинейных уравнений:

$$b_1 = d_1; b_2 = d_2; b_3 = d_3; b_4 = d_4,$$

найдем нормированные значения элементов рассматриваемых трансформаторов сопротивлений.

Результаты вычислений нормированных значений элементов трансформаторов приведенных на рис. 5.2,а и 5.2,б для коэффициента трансформации, лежащего в пределах  $K_{\text{тр}} = 2 \dots 20$  и для относительной полосы рабочих частот лежащей в пределах  $W = 1, 3 \dots 3$  приведены в таблицах 5.1 и 5.2 соответственно. Здесь же даны значения коэффициента стоячей волны (КСВ) трансформаторов по входу, соответствующие заданным значениям  $K_{\text{тр}}$  и  $W$ .

Сравнение характеристик рассматриваемых трансформаторов (см. табл. 5.1 и 5.2) и характеристик трансформатора выполненного в виде ФНЧ [40], показывает, что при прочих равных условиях они имеют гораздо меньшее значение коэффициент КСВ.

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

Таблица 5.1. Нормированные значения элементов (рис. 5.2,а)

К <sub>Тр</sub>	Параметр	W=1,3	W=1,5	W=1,7	W=2,0	W=3,0
3	L <sub>1норм</sub>	0,404	0,398	0,389	0,394	0,359
	C <sub>1норм</sub>	1,055	1,131	1,190	1,154	1,505
	C <sub>2норм</sub>	1,465	1,519	1,571	1,665	2,302
	L <sub>2норм</sub>	1,661	1,626	1,588	1,619	1,502
	КСВ	1,018	1,026	1,036	1,054	1,17
4	L <sub>1норм</sub>	0,330	0,338	0,325	0,323	0,286
	C <sub>1норм</sub>	1,634	1,581	1,704	1,780	2,166
	C <sub>2норм</sub>	1,461	1,515	1,597	1,763	2,550
	L <sub>2норм</sub>	1,325	1,351	1,303	1,296	1,151
	КСВ	1,020	1,030	1,049	1,076	1,260
6	L <sub>1норм</sub>	0,271	0,268	0,252	0,261	0,219
	C <sub>1норм</sub>	2,265	2,315	2,581	2,454	3,122
	C <sub>2норм</sub>	1,499	1,573	1,711	1,849	3,004
	L <sub>2норм</sub>	1,131	1,115	1,052	1,061	0,873
	КСВ	1,023	1,038	1,068	1,120	1,410
8	L <sub>1норм</sub>	0,226	0,228	0,211	0,201	0,172
	C <sub>1норм</sub>	2,967	2,947	3,309	3,548	4,207
	C <sub>2норм</sub>	1,556	1,638	1,807	2,069	3,605
	L <sub>2норм</sub>	1,000	0,992	0,924	0,861	0,689
	КСВ	1,026	1,045	1,083	1,150	1,520
10	L <sub>1норм</sub>	0,200	0,200	0,184	0,172	0,155
	C <sub>1норм</sub>	3,491	3,533	3,969	4,307	4,725
	C <sub>2норм</sub>	1,599	1,702	1,893	2,209	3,862
	L <sub>2норм</sub>	0,929	0,911	0,841	0,769	0,628
	КСВ	1,028	1,056	1,100	1,190	1,930
15	L <sub>1норм</sub>	0,153	0,151	0,135	0,126	0,117
	C <sub>1норм</sub>	4,960	5,071	5,791	6,308	6,545
	C <sub>2норм</sub>	1,722	1,860	2,135	2,611	5,056
	L <sub>2норм</sub>	0,798	0,768	0,689	0,608	0,474
	КСВ	1,032	1,067	1,130	1,310	2,320
20	L <sub>1норм</sub>	0,129	0,117	0,103	0,097	0,095
	C <sub>1норм</sub>	6,091	6,915	8,027	8,600	8,281
	C <sub>2норм</sub>	1,808	2,040	2,426	3,113	6,262
	L <sub>2норм</sub>	0,731	0,663	0,577	0,492	0,367
	КСВ	1,036	1,087	1,180	1,470	2,620

Таблица 5.2. Нормированные значения элементов (рис. 5.2,б)

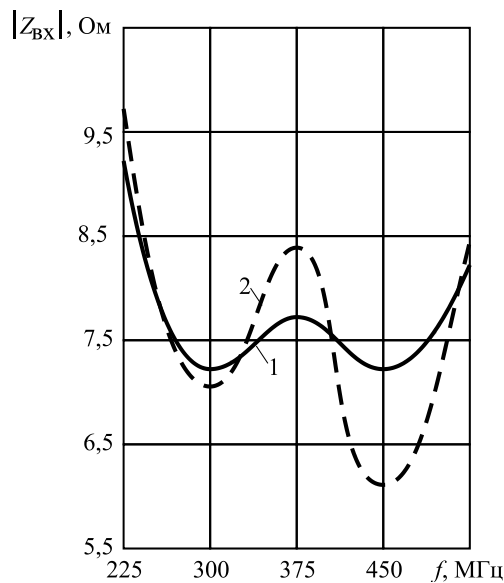
К <sub>тр</sub>	Параметр	W=1,3	W=1,5	W=1,7	W=2,0	W=3,0
3	C <sub>1норм</sub>	2,520	2,650	2,760	2,834	3,642
	L <sub>1норм</sub>	0,965	0,932	0,904	0,954	0,948
	L <sub>2норм</sub>	0,695	0,694	0,684	0,665	0,602
	C <sub>2норм</sub>	0,614	0,648	0,677	0,682	0,865
	КСВ	1,017	1,026	1,035	1,050	1,140
4	C <sub>1норм</sub>	3,094	3,095	3,300	3,535	4,610
	L <sub>1норм</sub>	0,625	0,662	0,630	0,646	0,631
	L <sub>2норм</sub>	0,699	0,690	0,672	0,650	0,535
	C <sub>2норм</sub>	0,771	0,774	0,825	0,886	1,142
	КСВ	1,020	1,031	1,050	1,070	1,240
6	C <sub>1норм</sub>	3,763	3,886	4,290	4,314	6,141
	L <sub>1норм</sub>	0,450	0,451	0,419	0,455	0,428
	L <sub>2норм</sub>	0,680	0,664	0,632	0,606	0,446
	C <sub>2норм</sub>	0,902	0,937	1,029	1,054	1,531
	КСВ	1,022	1,037	1,070	1,095	1,390
8	C <sub>1норм</sub>	4,522	4,581	5,112	5,634	7,838
	L <sub>1норм</sub>	0,344	0,355	0,327	0,317	0,318
	L <sub>2норм</sub>	0,656	0,638	0,598	0,545	0,372
	C <sub>2норм</sub>	1,021	1,053	1,169	1,307	1,941
	КСВ	1,024	1,046	1,090	1,140	1,470
10	C <sub>1норм</sub>	5,089	5,230	5,854	6,514	8,574
	L <sub>1норм</sub>	0,292	0,296	0,272	0,261	0,283
	L <sub>2норм</sub>	0,637	0,615	0,569	0,508	0,345
	C <sub>2норм</sub>	1,097	1,149	1,282	1,460	2,125
	КСВ	1,028	1,053	1,110	1,180	1,860
15	C <sub>1норм</sub>	6,679	6,919	7,908	8,914	11,609
	L <sub>1норм</sub>	0,206	0,206	0,186	0,178	0,206
	L <sub>2норм</sub>	0,593	0,562	0,504	0,430	0,267
	C <sub>2норм</sub>	1,279	1,361	1,560	1,847	2,853
	КСВ	1,032	1,068	1,130	1,300	2,280
20	C <sub>1норм</sub>	7,895	8,934	10,418	11,833	13,674
	L <sub>1норм</sub>	0,167	0,151	0,134	0,130	0,172
	L <sub>2норм</sub>	0,564	0,512	0,443	0,362	0,231
	C <sub>2норм</sub>	1,394	1,575	1,863	2,286	3,352
	КСВ	1,037	1,082	1,190	1,450	2,530



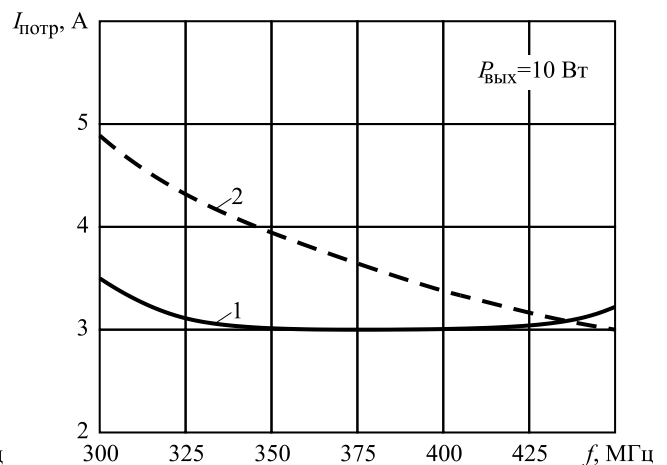
**Пример 1.** Осуществим проектирование трансформатора (рис. 5.2,а), предназначенного для работы в передатчике с  $R_A=75$  Ом, при условиях: в выходном каскаде передатчика используется транзистор КТ930А;  $W = 1,5$ ; центральная рабочая частота передатчика равна 375 МГц.

**Решение.** В соответствии со справочными данными транзистора КТ930А [25] по (5.1) определим:  $R_{НОПТ}=7,8$  Ом. Требуемый коэффициент трансформации:  $K_{Тр}=R_A/R_{НОПТ}=9,6$ . Ближайшее табличное значение  $K_{Тр}=10$ . Для  $K_{Тр}=10$  и  $W=1,5$  из таблицы 5.2,а найдем:  $L_{1норм}=0,200$ ;  $C_{1норм}=3,533$ ;  $C_{2норм}=1,702$ ;  $L_{2норм}=0,911$ . Центральная круговая частота полосы рабочих частот рассчитываемого трансформатора  $\omega_B = 2\pi \cdot 375 \cdot 10^6 = 2,355 \cdot 10^9$ . Денормируя значения элементов трансформатора получим:  $L_1 = L_{1норм}R_A/\omega_B = 6,4$  нГн;  $L_2 = 29$  нГн;  $C_1 = C_{1норм}/(R_A\omega_B) = 20$  пФ;  $C_2 = 9,6$  пФ.

На рис. 5.3 приведена расчетная зависимость модуля входного сопротивления  $|Z_{ВХ}|$  спроектированного трансформатора от частоты (кривая 1). Здесь же для сравнения (кривая 2) представлена расчетная характеристика трансформатора, выполненного в виде ФНЧ (рис. 5.1,  $L_1 = 3,5$  нГн;  $C_1 = 47,6$  пФ;  $L_2 = 11,8$  нГн;  $C_2 = 14,4$  пФ) и рассчитанного по таблицам из [40].



**Рис. 5.3.** Зависимость  $|Z_{ВХ}|$  трансформатора (рис. 5.2, а) от частоты



**Рис. 5.4.** Зависимость тока, потребляемого выходным каскадом усилителя (рис. 5.5), от частоты

Другим достоинством трансформаторов, выполненных в виде ПФ и представленных на рис. 5.2,а и 5.2,б является следующее. При неизменной выходной мощности усилителя ток, потребляемый его выходным каскадом, слабо зависит от частоты усиливаемого сигнала, что позволяет обеспечить достижение более высокого среднего КПД усилителя.

На рис. 5.4 приведена зависимость тока  $I_{потр}$ , потребляемого выходным каскадом двухкаскадного усилителя (рис. 5.5), от частоты усиливаемого

сигнала при выходной мощности  $P_{\text{ВЫХ}}$ , равной 10 Вт (кривая 1). Здесь же представлена аналогичная зависимость в случае использования трансформатора, выполненного в виде ФНЧ (кривая 2).

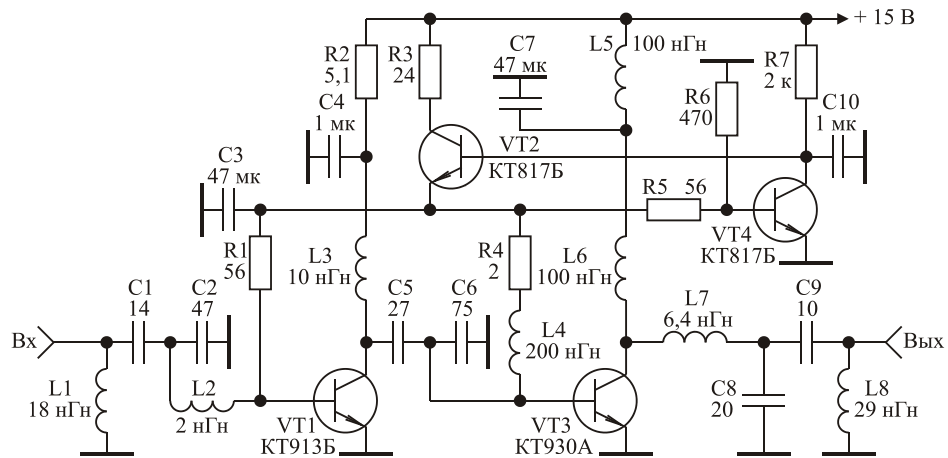


Рис. 5.5. Усилитель мощности диапазона 300...450 МГц

В усилителе использован рассчитанный выше трансформатор (элементы  $L_7, C_8, C_9, L_8$ ), входная и межкаскадная корректирующие цепи рассчитаны по методике, описанной в разделе 4.2. Характеристики усилителя: максимальное значение выходной мощности не менее 12 Вт; полоса рабочих частот 300...450 МГц; коэффициент усиления 8 дБ.

**Пример 2.** Осуществим проектирование трансформатора (рис. 5.2, б), с  $K_{\text{Тр}}=10$ ,  $W=1,5$  и центральной рабочей частотой равной 70 МГц, при условии, что  $R_A=50$  Ом.

**Решение.** В соответствии с заданными значениями  $K_{\text{Тр}}$  и  $W$  из таблицы 5.2 найдем:  $C_{1\text{норм}}=5,229$ ;  $L_{1\text{норм}}=0,296$ ;  $L_{2\text{н}}=0,614$ ;  $C_{2\text{н}}=1,148$ . Центральная круговая частота полосы рабочих частот трансформатора  $\omega_B = 2 \cdot \pi \cdot 70 \cdot 10^6 = 4,4 \cdot 10^8$ . Денормируя значения элементов трансформатора определим:  $C_1 = C_{1\text{норм}} / (R_A \omega_B) = 238$  пФ;  $C_2 = 52$  пФ;  $L_1 = L_{1\text{норм}} R_A / \omega_B = 33,7$  нГн;  $L_2 = 70$  нГн.

На рис. 5.6 приведена расчетная зависимость модуля входного сопротивления  $|Z_{\text{ВХ}}|$  спроектированного трансформатора от частоты (кривая 1). Здесь же (кривая 2) для сравнения представлена характеристика трансформатора, выполненного в виде ФНЧ и рассчитанного по таблицам из [40] (рис. 5.1,  $L_1=19$  нГн,  $C_1=255$  пФ,  $L_2=63$  нГн,  $C_2=77$  пФ).

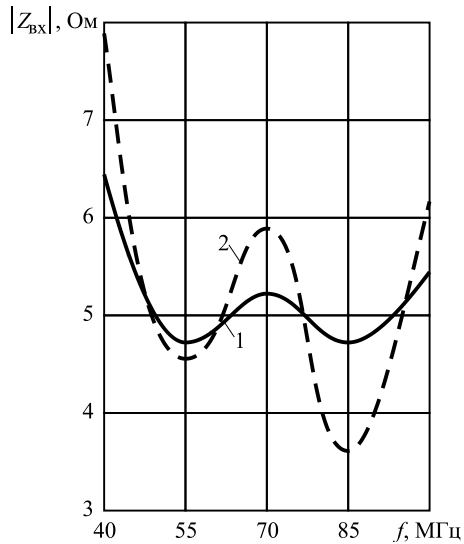


Рис. 5.6. Зависимость  $|Z_{ВХ}|$  трансформатора (рис. 5.2, б) от частоты

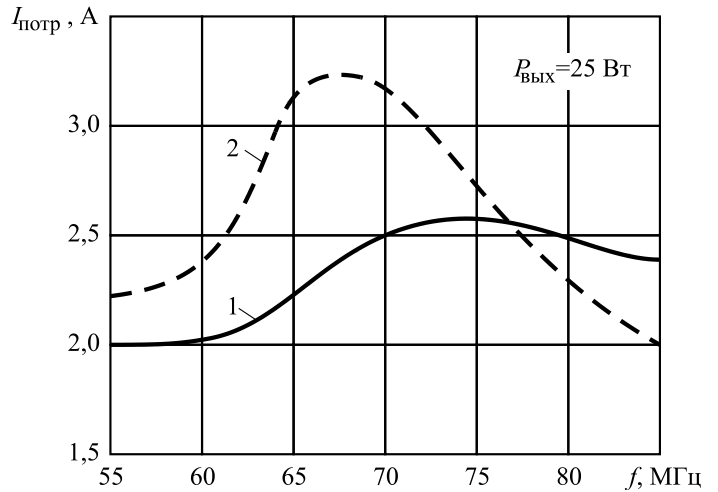


Рис. 5.7. Зависимость тока, потребляемого выходным каскадом усилителя (рис. 5.8), от частоты

На рис. 5.7 приведена зависимость тока, потребляемого выходным каскадом двухкаскадного усилителя (рис. 5.8), от частоты усиливаемого сигнала при выходной мощности  $P_{ВЫХ}$ , равной 25 Вт (кривая 1). Здесь же представлена аналогичная зависимость в случае использования трансформатора, выполненного в виде ФНЧ (кривая 2).

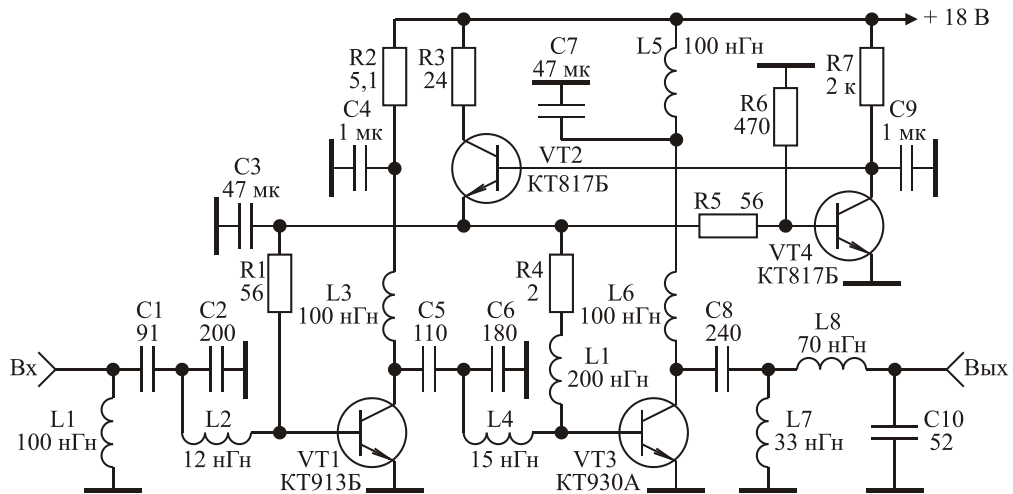


Рис. 5.8. Усилитель мощности диапазона 55...85 МГц

В усилителе использован рассматриваемый трансформатор (элементы  $C_8, L_7, L_8, C_{10}$ ), входная и межкаскадная корректирующие цепи рассчитаны по методике, описанной в разделе 4.2. Характеристики усилителя: максимальное значение выходной мощности 32 Вт; полоса рабочих частот 55...85 МГц; коэффициент усиления 22 дБ.

Таким образом, использование рассматриваемых трансформаторов сопротивлений и предлагаемой методики их расчета позволяет сократить время на разработку усилителя мощности и значительно улучшить его параметры.

Результаты исследований этого раздела использованы при проектировании усилителя, описанного в разделе 8.14.

### ***Контрольные вопросы***

1. Обоснуйте необходимость установки трансформатора сопротивлений между выходным каскадом передатчика и антенно-фидерным трактом.
2. Почему необходима минимизация отклонения входного сопротивления трансформатора от требуемой величины в полосе рабочих частот передатчика?
3. К чему приводит то, что при неизменной выходной мощности ток, потребляемый выходным каскадом передатчика, оказывается зависимым от частоты?

## 6. ОСОБЕННОСТИ СХЕМОТЕХНИКИ ИМПУЛЬСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

В настоящем разделе обосновывается возможность расширения полосы пропускания и выходной мощности усилителей, предназначенных для усиления импульсов неограниченной длительности с пикосекундными фронтами, на основе использования многоканальных структур с частотным разделением каналов. Рассмотрены варианты построения многоканальных импульсных усилителей, обеспечивающие минимизацию искажений обусловленных многоканальной структурой усилителя.

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

Создание современных радиотехнических систем и устройств, применяемых в ядерной физике, вычислительной технике, волоконно-оптических системах связи, акустической микроскопии, времяимпульсной метрологии, связано, в ряде случаев, с необходимостью применения в них усилителей импульсов неограниченной длительности с пикосекундными фронтами, то есть сигналов со спектром от нуля (либо единиц) герц до единиц гигагерц [4].

Традиционно расширение полосы пропускания и повышение выходной мощности разрабатываемых усилителей связано с использованием конденсаторов и катушек индуктивности больших номиналов, а так же с использованием более мощных транзисторов, либо схем сложения мощности отдаваемой несколькими менее мощными транзисторами. Эти варианты оказываются не реализуемыми при создании сверхширокополосных 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 (ПХ) характеристик [4, 41]. Это связано с высокой добротностью входных импедансов мощных транзисторов и большой величиной «паразитных» параметров пассивных элементов, применяемых при построении усилителей.

Повышение выходной мощности рассматриваемых усилителей с помощью устройств сложения мощности отдаваемой несколькими менее мощными транзисторами также затруднительно, так как известные методы построения устройств сложения мощности не позволяют реализовать указанные устройства с коэффициентом перекрытия по частоте более чем в  $10^3$ - $10^4$  раза [4].

Рассмотрим возможность построения усилителей импульсов неограниченной длительности с пикосекундными фронтами на основе использования многоканальных структур с частотным разделением каналов, применяемых в усилителях гармонических сигналов [19].

Известно [4], 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 [19] позволяет реализовать равномерную АЧХ усилителя. В этом случае ЧРЦ могут быть реализованы на фильтрах Баттерворта, Чебышева, Золотарева четных порядков.

В качестве примера на рис. 6.1 приведена схема двухканального усилителя с входной и выходной ЧРЦ на основе ФНЧ и ФВЧ второго порядка (УВЧ – усилитель верхних частот; УНЧ – усилитель нижних частот; ЧРЦ1 – входная ЧРЦ; ЧРЦ2 – выходная ЧРЦ).

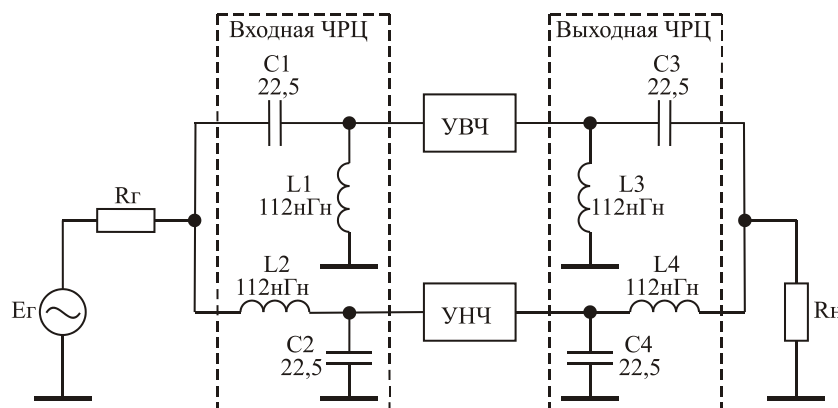


Рис. 6.1. Функциональная схема двухканального усилителя с ЧРЦ на основе фильтров Баттерворта второго порядка

Для получения равномерной АЧХ усилителя ФНЧ и ФВЧ выполнены на основе фильтров Баттерворта [19]. Коэффициент передачи каждого из канальных усилителей был выбран равным единице, а их АЧХ – равномерными. Частота стыковки  $f_{СТ}$  входной и выходной ЧРЦ составляла 100 МГц, а сопротивление источника сигнала и нагрузки – 50 Ом. Под частотой стыковки понимается частота, на которой коэффициенты передачи высокочастотного и низкочастотного выхода ЧРЦ оказываются одинаковыми и равными 0,5 относительно максимального значения [19].

На рис. 6.2–6.4 приведены результаты расчета АЧХ, ФЧХ и ПХ рассматриваемого двухканального усилителя.

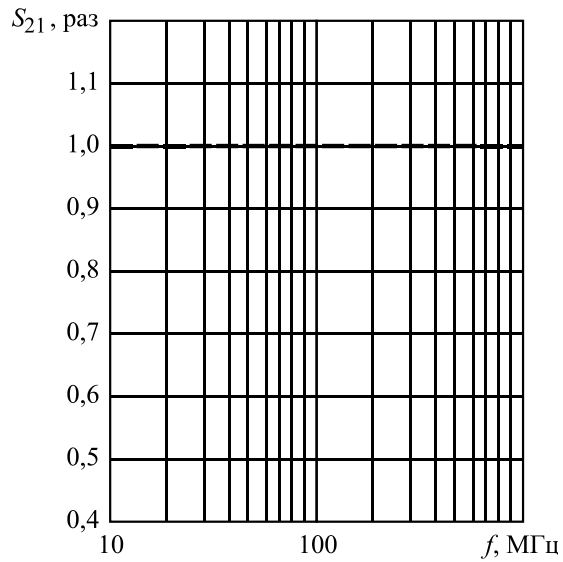


Рис. 6.2. Расчетная АЧХ двухканального усилителя с ЧРЦ на основе фильтров Баттерворта второго порядка

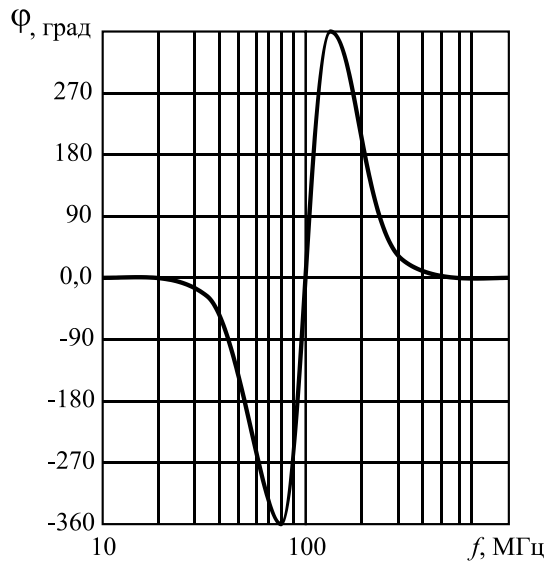


Рис. 6.3. Расчетная ФЧХ двухканального усилителя с ЧРЦ на основе фильтров Баттерворта второго порядка

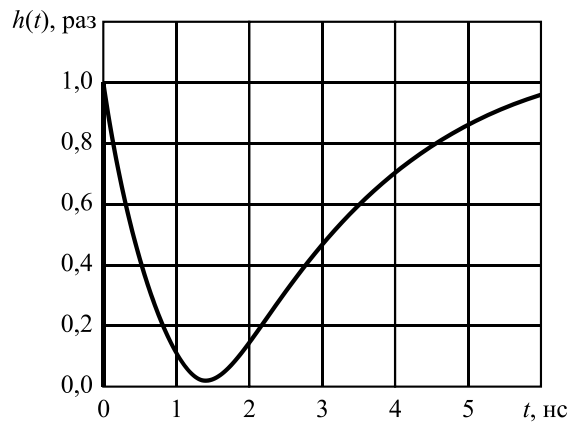


Рис. 6.4. Расчетная ПХ двухканального усилителя с ЧРЦ на основе фильтров Баттерворта второго порядка

Как видно из графиков, при идеальной АЧХ фазочастотная характеристика двухканального усилителя существенно нелинейна в области частоты стыковки каналов, а ПХ имеет глубокий провал. Это обусловлено тем, что ФЧХ на частотах  $f < f_{ст}$  определяется входным и выходным ФНЧ, а на частотах  $f > f_{ст}$  ФЧХ определяется входным и выходным ФВЧ.

Исследования, проведенные авторами, показывают, что чем выше порядок фильтров, используемых в ЧРЦ, тем больше скачек фазы в области частоты стыковки. Указанные искажения ФЧХ и ПХ являются основной причиной, не позволяющей применять классические ЧРЦ для построения многоканальных усилителей импульсных сигналов с частотным разделением каналов.

## 6.2. Разработка частотно-разделительных цепей, пригодных для использования в усилителях импульсных сигналов

Машинные и экспериментальные исследования различных вариантов построения двухканальных усилителей, выполненных на основе схемы приведенной на рис. 6.1 с ЧРЦ от первого до четвертого порядков, показали следующее. Создание двухканальных усилителей с частотным разделением каналов, предназначенных для усиления импульсных сигналов, возможно при использовании ЧРЦ на фильтрах первого порядка и включенных либо только на входе, либо только на выходе. Структуры построения таких усилителей приведены на рис. 6.5 и 6.6, где  $\Sigma$  – сумматор.

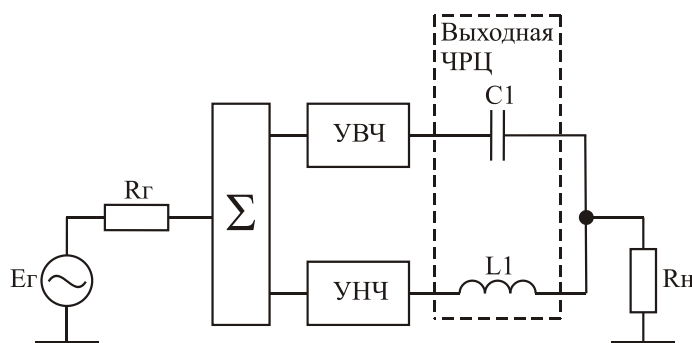


Рис. 6.5. Функциональная схема двухканального усилителя импульсных сигналов с сумматором на входе.



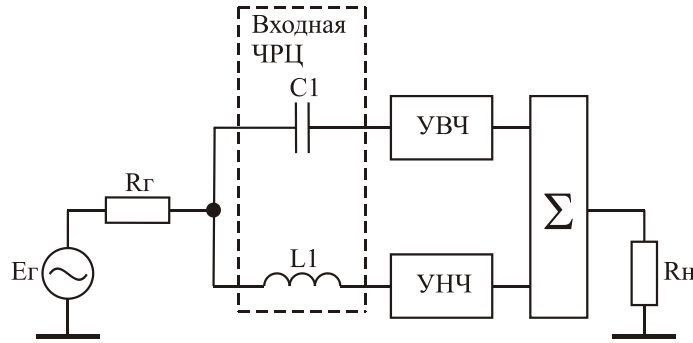


Рис. 6.6. Функциональная схема двухканального усилителя импульсных сигналов с сумматором на выходе.

АЧХ предложенных усилительных структур равномерна, ФЧХ линейна, а ПХ не имеет провалов. Действительно, при условии идеальности канальных усилителей, нормированную относительно  $R_H$  и  $f_{CT}$  передаточную характеристику рассматриваемых усилителей можно описать в символьном виде дробно-рациональной функцией комплексного переменного:

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

где  $p = j\Omega_{\text{норм}}$ ;

$\Omega_{\text{норм}} = \omega / 2\pi f_{CT}$  – нормированная частота;

$\omega$  – текущая круговая частота;

$a_1 = 2C_{1\text{норм}}$ ;

$a_2 = L_{1\text{норм}}C_{1\text{норм}}$ ;

$b_1 = 1,5C_{1\text{норм}} + 0,5L_{1\text{норм}}$ ;

$b_2 = L_{1\text{норм}}C_{1\text{норм}}$ ;

$C_{1\text{норм}} = C_1 R_H / 2\pi f_{CT}$  – нормированное относительно  $R_H$  и  $f_{CT}$  значение  $C_1$ ;

$L_{1\text{норм}} = L_1 2\pi f_{CT} / R_H$  – нормированное относительно  $R_H$  и  $f_{CT}$  значение  $L_1$ ;

$R_H$  – сопротивление нагрузки.

Учитывая, что должно выполняться равенство [19]:

$$C_1 L_1 = 1 / \pi^2 f_{CT}^2,$$

из системы уравнений

$$a_1 = b_1; \quad a_2 = b_2; \quad L_{1\text{норм}} C_{1\text{норм}} = 1,$$

получим условия, при которых отсутствуют искажения АЧХ и ПХ усилителя:

$$L_{1\text{норм}} = 1; \quad C_{1\text{норм}} = 1. \quad (6.1)$$

Недостатком усилительных структур, приведенных на рис. 6.5, 6.6, является необходимость использования сверхширокополосных сумматоров с развязанными входами. Этого можно избежать, если выполнить усилитель по структуре, приведенной на рис. 6.7, имеющей разные частоты стыковки входной ЧРЦ ( $f_{ст\ вх}$ ) и выходной ЧРЦ ( $f_{ст\ вых}$ ).

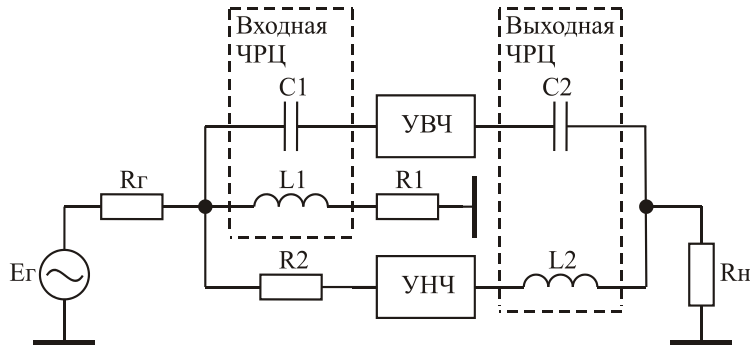


Рис. 6.7. Функциональная схема двухканального усилителя импульсных сигналов с ЧРЦ на входе и выходе

Резистор  $R_1$  является нагрузкой ФНЧ входной ЧРЦ, выбирается из условия  $R_1 = R_r$  и необходим для обеспечения согласования усилителя по входу в полосе частот ниже  $f_{ст\ вх}$ . Резистор  $R_2$  выполняет функцию развязывающего сопротивления. Для обеспечения равенства коэффициентов передачи каналов коэффициенты усиления канальных усилителей выбираются исходя из неравенства:  $K_{УНЧ} > K_{УВЧ}$ , где  $K_{УНЧ}$  – коэффициент усиления УНЧ;  $K_{УВЧ}$  – коэффициент усиления УВЧ. При этом  $K_{УНЧ}$  превышает  $K_{УВЧ}$  на величину потерь, вносимых резистором  $R_2$ .

При условии идеальности канальных усилителей и выборе входной и выходной ЧРЦ с различными частотами стыковки, нормированную передаточную характеристику схемы, приведенной на рис. 6.7, можно представить в виде:

$$S_{21} = \sum_{i=1}^2 (1 + a_i p^i) / (1 + b_i p^i), \quad (6.2)$$

где  $p = j\Omega_{норм}$ ;

$\Omega_{норм} = \omega / 2\pi f_{ст\ вых}$  – нормированная частота;

$a_1 = N$ ;

$N = f_{ст\ вых} / f_{ст\ вх}$ ;

$a_2 = N$ ;

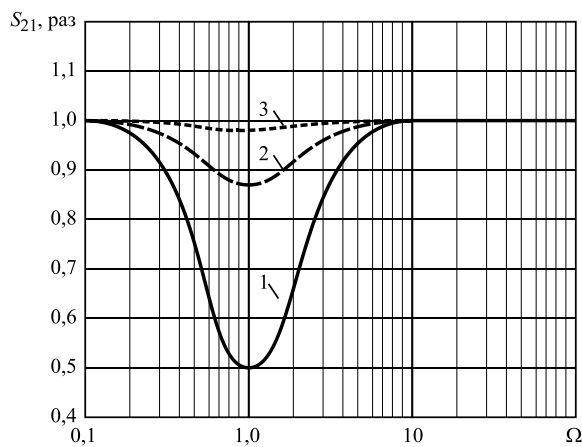
$b_1 = 1 + N$ ;

$b_2 = N$ .

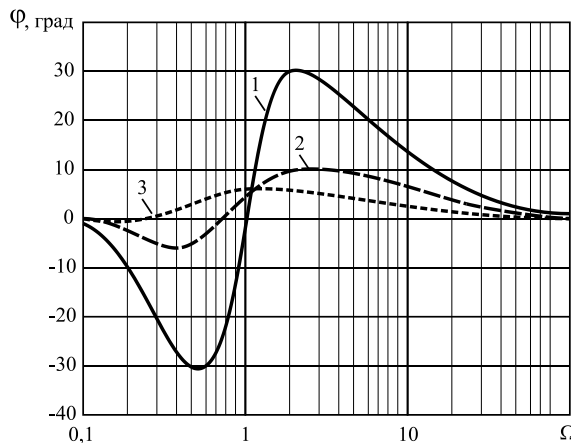
Используя (4.2), найдем соотношения для расчета АЧХ и ФЧХ рассматриваемой схемы:

$$\left. \begin{aligned} |S_{21}(\Omega)| &= \sqrt{\frac{1 + (N^2 - 2N)\Omega^2 + N^2\Omega^4}{1 + (N^2 + 1)\Omega^2 + N^2\Omega^4}} \\ \varphi &= \operatorname{arctg} \frac{\Omega - N\Omega^3}{1 + N(N-1)\Omega^2 + N\Omega^4} \end{aligned} \right\}; \quad (6.3)$$

Графики зависимостей (6.3), а также ПХ рассматриваемой схемы приведены на рис. 6.8–6.10. Кривые 1 соответствуют условию  $N=1$ , кривые 2 –  $N=3$ , кривые 3 –  $N=9$ .



**Рис. 6.8.** Расчетные АЧХ двухканального усилителя с ЧРЦ на входе и выходе



**Рис. 6.9.** Расчетные ФЧХ двухканального усилителя с ЧРЦ на входе и выходе

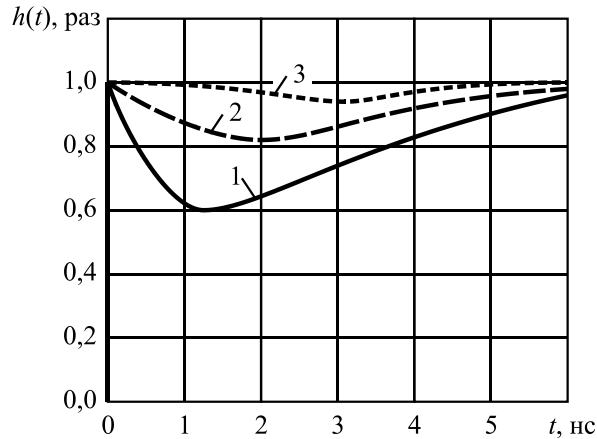


Рис. 6.10. Расчетные ПХ двухканального усилителя с ЧРЦ на входе и выходе

Как видно из графиков, искажения АЧХ, ФЧХ и ПХ незначительны уже при  $N = 3$  и практически отсутствуют при  $N = 9$ . При  $N = 9$  отрицательный выброс на ПХ составляет около 8 %. Таким образом, увеличение разности частот стыковки входной и выходной ЧРЦ приводит к уменьшению искажений ПХ и делает пригодными такие усилители для усиления импульсных сигналов.

Из условий работы рассматриваемой схемы следует, что верхняя граничная частота УНЧ  $f_{\text{ВУНЧ}}$  должна быть больше или равна частоте стыковки выходной ЧРЦ, а нижняя граничная частота УВЧ  $f_{\text{НУВЧ}}$  должна быть меньше или равна частоте стыковки входной ЧРЦ. То есть  $f_{\text{ВУНЧ}}$  и  $f_{\text{НУВЧ}}$  связаны отношением:  $f_{\text{ВУНЧ}}/f_{\text{НУВЧ}} \geq N$ .

В этом случае, при условии  $R_{\Gamma} = R_{\text{Н}}$ , нормированные относительно  $f_{\text{СТ Вых}}$  и  $R_{\Gamma}$  значения элементов входной и выходной ЧРЦ определяются из соотношений [41]:

$$C_{1\text{норм}} = N; L_{1\text{норм}} = N; C_{2\text{норм}} = 1; L_{2\text{норм}} = 1; R_1 = R_{\Gamma}; R_2 \gg R_{\Gamma} \quad (6.4)$$

Истинные значения элементов ЧРЦ рассчитываются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= C_{1\text{норм}}/2\pi f_{\text{ВУНЧ}}R_{\text{Н}}; \\ L_1 &= L_{1\text{норм}}R_{\text{Н}}/2\pi f_{\text{ВУНЧ}}; \\ C_2 &= C_1/C_{1\text{норм}}; \\ L_2 &= L_1/L_{1\text{норм}}. \end{aligned} \right\} \quad (6.5)$$

**Пример.** Рассчитать значения элементов  $R_1, R_2, C_1, C_2, L_1, L_2, f_{\text{ВУНЧ}}$  для усилителя с ЧРЦ, схема которого приведена на рис. 6.7, при условиях:  $f_{\text{НУВЧ}} = 1$  МГц;  $R_{\Gamma} = R_{\text{Н}} = 50$  Ом.

**Решение.** В соответствии с формулами (6.2) и (6.4) выбираем:  $f_{\text{ВУНЧ}} = 10 \cdot f_{\text{НУВЧ}} = 10 \text{ МГц}$ ,  $R_1 = 50 \text{ Ом}$ ,  $R_2 = 500 \text{ Ом}$ . Денормируя значения элементов ЧРЦ по (6.5) определим:  $C_1 = 3,2 \text{ нФ}$ ;  $L_1 = 8 \text{ мкГн}$ ;  $C_2 = 320 \text{ пФ}$ ;  $L_2 = 800 \text{ нГн}$ .

Минимизация взаимного перекрытия рабочих частот канальных усилителей двухканального импульсного усилителя с ЧРЦ в рамках схемного решения, приведенного на рис. 6.7, возможна при выборе  $C_{1\text{норм}}$ ,  $C_{2\text{норм}}$ ,  $R_1$  из условий:

$$C_{1\text{норм}} = C_{2\text{норм}} = 1; \quad R_1 = R_2 = R_{\text{н}},$$

где  $C_{1\text{норм}}$ ,  $C_{2\text{норм}}$  – нормированные относительно  $R_{\text{н}}$  и  $f_{\text{ст вых}}$  значения элементов  $C_1$  и  $C_2$ .

В этом случае нормированная передаточная характеристика двухканального усилителя может быть представлена в виде:

$$S_{21} = \sum_{i=1}^4 (1 + a_i p^i) / (1 + b_i p^i),$$

где  $a_1 = 2 + L_{2\text{норм}}$ ;

$$a_2 = 2(1 + L_{2\text{норм}});$$

$$a_3 = L_{1\text{норм}} + 2L_{2\text{норм}};$$

$$a_4 = L_{1\text{норм}}L_{2\text{норм}};$$

$$b_1 = 3 + (L_{1\text{норм}} + L_{2\text{норм}})/2;$$

$$b_2 = L_{1\text{норм}} + L_{2\text{норм}} + (L_{1\text{норм}} + 3)(L_{2\text{норм}} + 3)/4;$$

$$b_3 = (L_{1\text{норм}} + 3)L_{2\text{норм}}/2 + (L_{2\text{норм}} + 3)L_{1\text{норм}}/2;$$

$$b_4 = L_{1\text{норм}}L_{2\text{норм}};$$

$L_{1\text{норм}}$ ,  $L_{2\text{норм}}$  – нормированные относительно  $R_{\text{н}}$  и  $f_{\text{ст вых}}$  значения элементов  $L_1$  и  $L_2$ .

Отсутствие искажений АЧХ и ПХ возможно при выполнении условий:

$$a_1 = b_1; a_2 = b_2; a_3 = b_3. \quad (6.6)$$

Однако система уравнений (6.6) не имеет решения. Поэтому целесообразно найти условия, при которых искажения минимальны. Эти условия соответствуют выбору  $L_{1\text{норм}}$  и  $L_{2\text{норм}}$  из совместного решения первого и третьего уравнений системы (6.6):

$$L_{1\text{норм}} = 0,4142; \quad L_{2\text{норм}} = 2,4142. \quad (6.7)$$

Расчет элементов  $L_{1\text{норм}}$  и  $L_{2\text{норм}}$  по (6.7) соответствует величине необходимого взаимного перекрытия рабочих частот канальных усилителей равной:

$$f_{\text{в УНЧ}}/f_{\text{н УВЧ}} = 1/L_{1\text{норм}} = 2,4142.$$

Анализ рассматриваемого усилителя с выбором  $L_{1\text{норм}}$  и  $L_{2\text{норм}}$  из (6.7) показывает, что неравномерность АЧХ, обусловленная использованием ЧРЦ, равна 1 дБ, выброс ПХ равен 2 %, провал ПХ равен 6 %.

Для уменьшения искажений ПХ предложено модифицировать рассматриваемую схему [42], введя цепь положительной обратной связи, работающую в полосе стыковки каналов (рис. 6.11).

При выборе  $C_{1\text{норм}}, C_{2\text{норм}}, L_{1\text{норм}}, L_{2\text{норм}}$  по (6.4), элементы  $R_3, C_{3\text{норм}}$  рассчитываются по формулам:  $R_3 = R_{\Gamma} K_u$ ;  $C_{3\text{н}} = C_{2\text{норм}}/N$  [43], где  $K_u$  – коэффициент передачи двухканального устройства. В этом случае при  $N=10$  отрицательный выброс ПХ составляет 2,5 %.

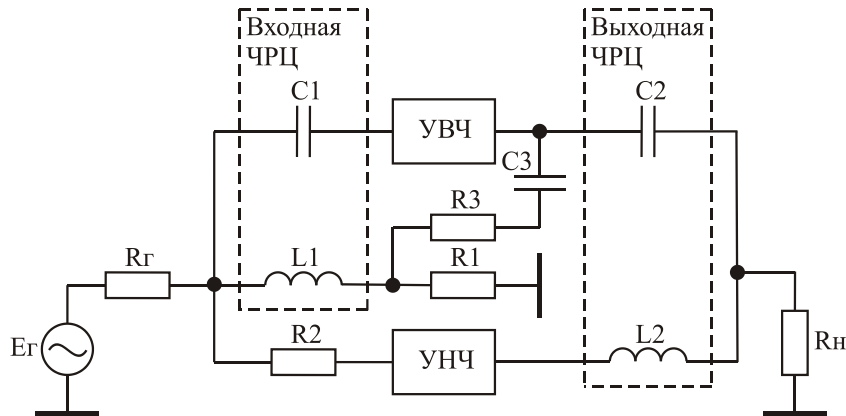
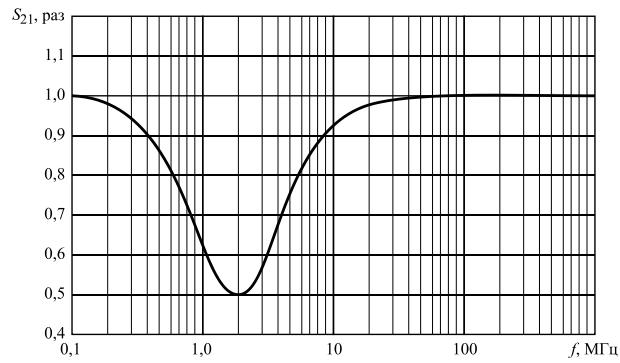


Рис. 6.11. Функциональная схема двухканального усилителя импульсных сигналов с ЧРЦ на входе и выходе и цепью положительной обратной связи

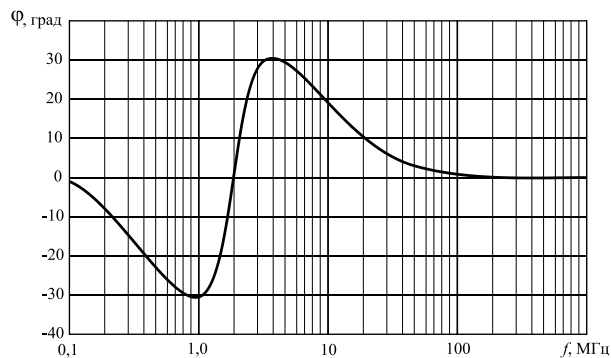
В соответствии с (6.2) полное отсутствие искажений АЧХ и ПХ возможно при  $N$  стремящемся к бесконечности.

Для устранения указанного недостатка рассмотрим форму АЧХ и ФЧХ двухканального усилителя импульсных сигналов (рис. 6.7) при  $N=1$  и условии идеальности канальных усилителей. Результаты расчета для частоты стыковки равной 2 МГц приведены на рис. 6.12 и 6.13.

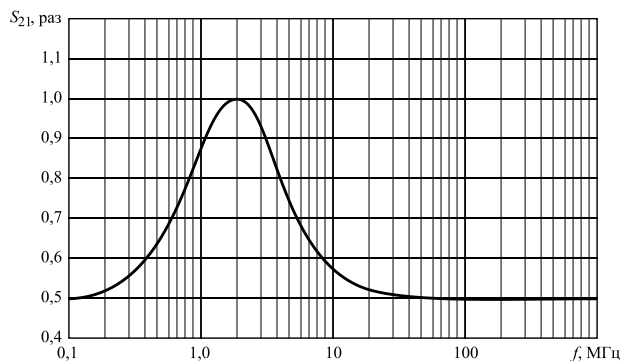
Известно, что ПХ устройства не будет иметь искажений, если его АЧХ равномерна, а ФЧХ линейна. На рис. 6.14 и 6.15 приведены расчетные АЧХ и ФЧХ стандартного 50-омного тракта, параллельно которому включен полосно-пропускающий фильтр, нагруженный на резистор и состоящий из параллельного соединения катушки индуктивности и конденсатора.



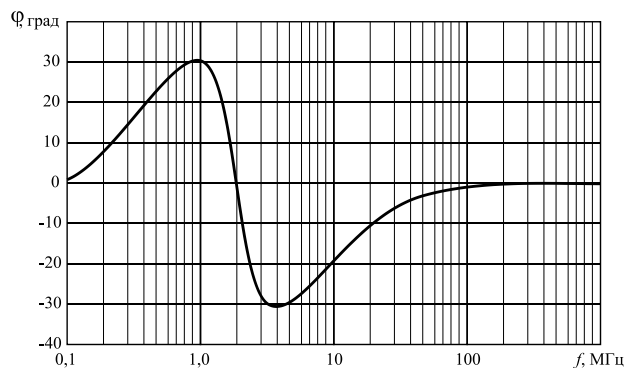
**Рис. 6.12.** Расчетная АЧХ двухканального усилителя импульсных сигналов



**Рис. 6.13.** Расчетная ФЧХ двухканального усилителя импульсных сигналов



**Рис. 6.14.** Расчетная АЧХ стандартного 50-омного тракта с включенным параллельно полосно-пропускающим фильтров



**Рис. 6.15.** Расчетная ФЧХ стандартного 50-омного тракта с включенным параллельно полосно-пропускающим фильтров

Как видно из графиков, приведенных на рис. 6.12 – 6.15, АЧХ и ФЧХ двухканального усилителя импульсных сигналов и 50-омного тракта с подключенным к нему полосно-пропускающим фильтром зеркальны относительно оси частот. Поэтому их совместное использование позволит осуществить взаимную компенсацию амплитудно-частотных и фазочастотных искажений. В результате приходим к схеме двухканального усилителя импульсных сигналов, предложенного в [44]. Структура усилителя приведена на рис. 6.16.

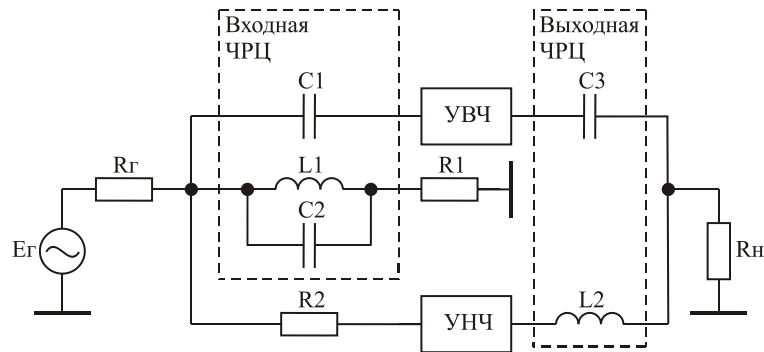


Рис. 6.16. Функциональная схема двухканального усилителя импульсных сигналов с ЧРЦ на входе и выходе

Для минимизации взаимного перекрытия рабочих частот УВЧ и УНЧ выберем нормированные относительно  $R_H$  и  $f_{ст\ вых}$  значения элементов  $C_1$ ,  $L_1$ ,  $C_2$  из условий:

$$C_{1норм} = C_{2норм} = 1; L_{1норм} = 1. \quad (6.8)$$

В этом случае передаточная характеристика усилителя может быть представлена в виде:

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

где  $a_1 = 2 + \frac{L_{2норм}}{R_{1норм}};$

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

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

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



$$\begin{aligned}
a_5 &= L_{2\text{норм}} C_{3\text{норм}} \frac{1 + 2R_{1\text{норм}}}{1 + R_{1\text{норм}}}; \\
b_1 &= 2 + \frac{1 + L_{2\text{норм}} + 2R_{1\text{норм}}}{1 + R_{1\text{норм}}}; \\
b_2 &= 1 + 2 \frac{1 + L_{2\text{норм}} + 2R_{1\text{норм}}}{1 + R_{1\text{норм}}} + L_{2\text{норм}} \frac{2 + C_{3\text{норм}} + C_{3\text{норм}} R_{1\text{норм}}}{1 + R_{1\text{норм}}}; \\
b_3 &= L_{2\text{норм}} C_{3\text{норм}} \frac{1 + 2R_{1\text{норм}}}{1 + R_{1\text{норм}}} + 2L_{2\text{норм}} \frac{2 + C_{3\text{норм}} + C_{3\text{норм}} R_{1\text{норм}}}{1 + R_{1\text{норм}}} + \\
&+ \frac{1 + L_{2\text{норм}} + 2R_{1\text{норм}}}{1 + R_{1\text{норм}}}; \\
b_4 &= 2L_{2\text{норм}} C_{3\text{норм}} \frac{1 + 2R_{1\text{норм}}}{1 + R_{1\text{норм}}} + L_{2\text{норм}} \frac{2 + C_{3\text{норм}} + C_{3\text{норм}} R_{1\text{норм}}}{1 + R_{1\text{норм}}}; \\
b_5 &= L_{2\text{норм}} C_{3\text{норм}} \frac{1 + 2R_{1\text{норм}}}{1 + R_{1\text{норм}}}.
\end{aligned}$$

Полное отсутствие искажений АЧХ и ПХ соответствует выполнению условий:

$$a_1 = b_1; a_2 = b_2; a_3 = b_3; a_4 = b_4. \quad (6.9)$$

Несмотря на то, что в системе четырех уравнений (6.9) имеется только три варьируемых параметра, она имеет единственное решение:

$$L_{2\text{норм}} = 1; C_{3\text{норм}} = 1; R_{1\text{норм}} = 0,5. \quad (6.10)$$

В соответствии с этим, выбор нормированных значений элементов  $C_1, C_2, C_3, L_1, L_2, R_1$  из условий (6.8) и (6.10) позволяет полностью устранить искажения АЧХ и ПХ обусловленные использованием ЧРЦ и обеспечить взаимное перекрытие частот УВЧ и УНЧ равным единице.

Схемное решение, приведенное на рис. 6.16, может быть распространено и на случай многоканальной структуры импульсного усилителя (рис. 6.17), где ПУ – полосовой усилитель [44].

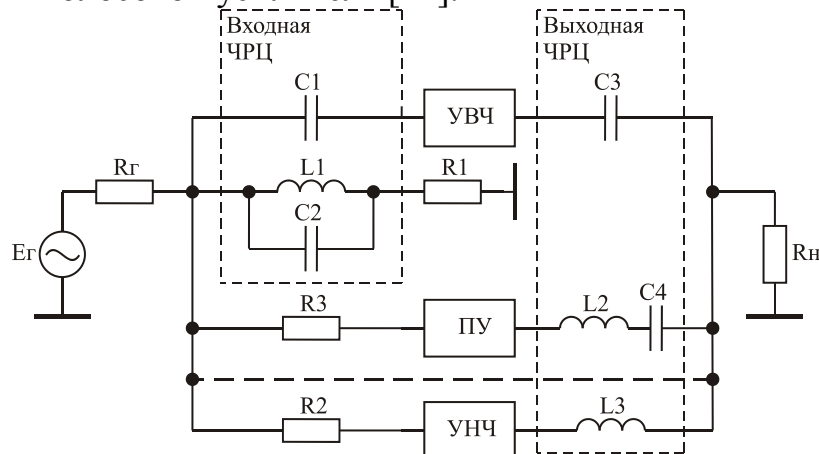


Рис. 6.17. Функциональная схема многоканального варианта импульсного усилителя

Для трехканального варианта импульсного усилителя требуемые АЧХ канальных усилителей приведены на рис. 6.18, где 1 – АЧХ УВЧ; 2 – АЧХ ПУ; 3 – АЧХ УНЧ.

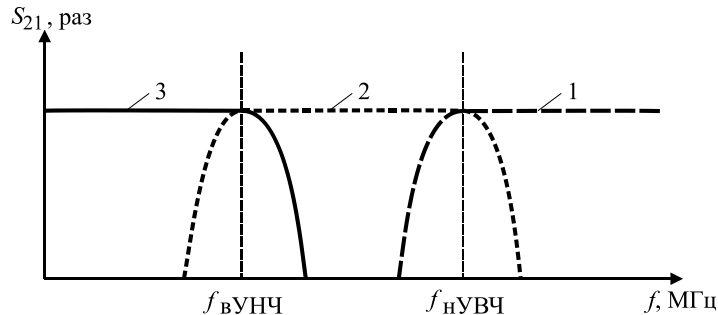


Рис. 6.18. Требуемые формы АЧХ канальных усилителей трехканального варианта импульсного усилителя с ЧРЦ на входе и выходе

При заданных значениях  $R_{\Gamma}, R_{\text{H}}, f_{\text{HУВЧ}}, f_{\text{ВУНЧ}}$ , с учетом методики расчета полосовых фильтров и соотношений (6.8) и (6.10), элементы трехканального варианта, схемы приведенной на рис. 6.17, рассчитываются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= 1/R_{\text{H}} 2\pi f_{\text{HУВЧ}}; \\ C_2 &= C_3 = 1/R_{\Gamma} 2\pi f_{\text{HУВЧ}}; \\ C_4 &= (f_{\text{HУВЧ}} - f_{\text{ВУНЧ}})/R_{\text{H}} 2\pi f_{\text{HУВЧ}} f_{\text{ВУНЧ}}; \\ L_1 &= R_{\text{H}}/2\pi f_{\text{ВУНЧ}}; \\ L_2 &= R_{\Gamma}/2\pi f_{\text{HУВЧ}}; \\ L_3 &= R_{\text{H}}/2\pi(f_{\text{HУВЧ}} - f_{\text{ВУНЧ}}); \\ R_1 &= 0,5R_{\Gamma}; \\ R_2, R_3 &\gg R_{\Gamma}. \end{aligned} \right\} \quad (6.11)$$

В случае двухканального варианта усилителя (рис. 6.16)  $f_{\text{HУВЧ}} = f_{\text{ВУНЧ}}$  и значения элементов  $C_1, C_2, C_3, L_1, L_2, R_1, R_2$  также могут быть рассчитаны по формулам (6.11).

На рис. 6.19 приведена принципиальная схема двухканального усилителя, реализованного по структурной схеме рис. 6.16.

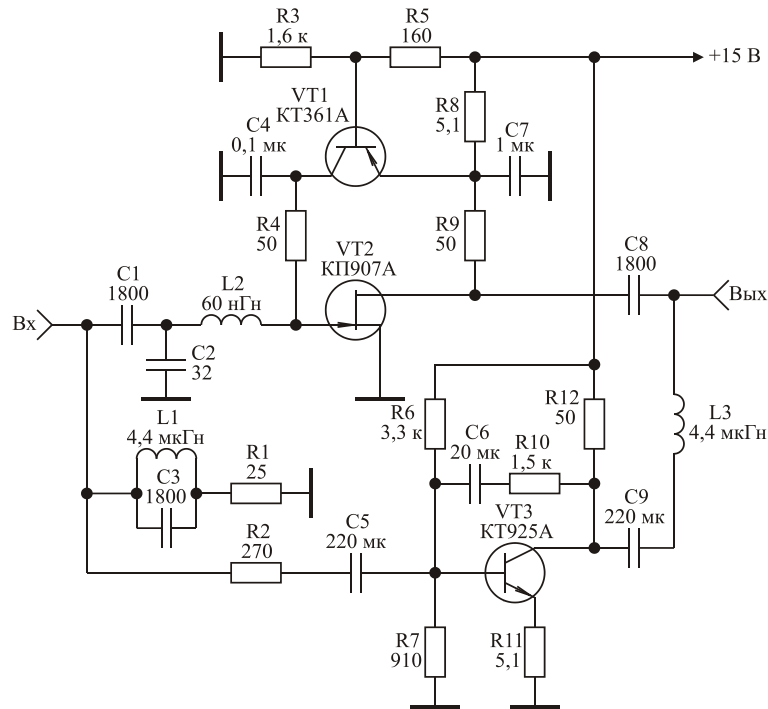


Рис. 6.19. Принципиальная схема двухканального импульсного усилителя

Усилитель имеет следующие технические характеристики: коэффициент усиления 6 дБ; время установления фронта импульса 2,5 нс; спад плоской вершины импульса 4 % при длительности импульса 2 мс; частота стыковки ЧРЦ равна 1,8 МГц; искажения ПХ, обусловленные использованием ЧРЦ, визуально не обнаружены. На рис. 6.20 приведены переходные характеристики высокочастотного (кривая 1) и низкочастотного (кривая 2) канала исследуемого двухканального усилителя. Здесь и далее приведены характеристики с идеальными фронтами, поскольку масштаб времени на графиках не соизмерим со временем установления характеристик.

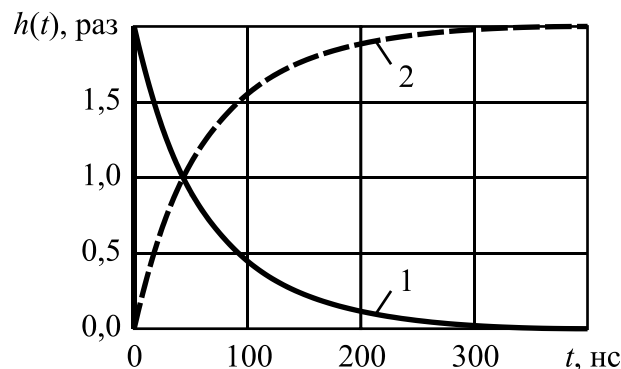
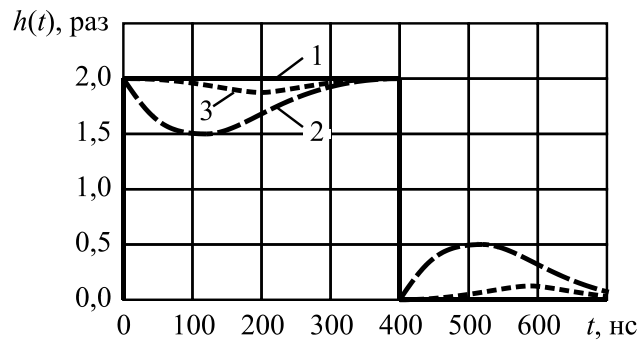


Рис. 6.20. Экспериментальные ПХ каналов усилителей двухканального импульсного усилителя

На рис. 6.21 приведена форма сигнала на выходе рассматриваемого усилителя (кривая 1) при подаче на его вход тестового импульсного сигнала длительностью 400 нс.



**Рис. 6.21.** Экспериментально измеренные формы импульсного сигнала на выходе двухканального усилителя

Здесь же приведены формы импульсного сигнала на выходе двухканального усилителя, выполненного по схеме рис. 6.7. Кривая 2 соответствует условию  $f_{\text{ВУНЧ}}/f_{\text{НУВЧ}} = 3$ , кривая 3 соответствует условию  $f_{\text{ВУНЧ}}/f_{\text{НУВЧ}} = 9$ .

На рис. 6.22 приведена принципиальная схема трехканального усилителя, реализованного по функциональной схеме рис. 6.17.

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

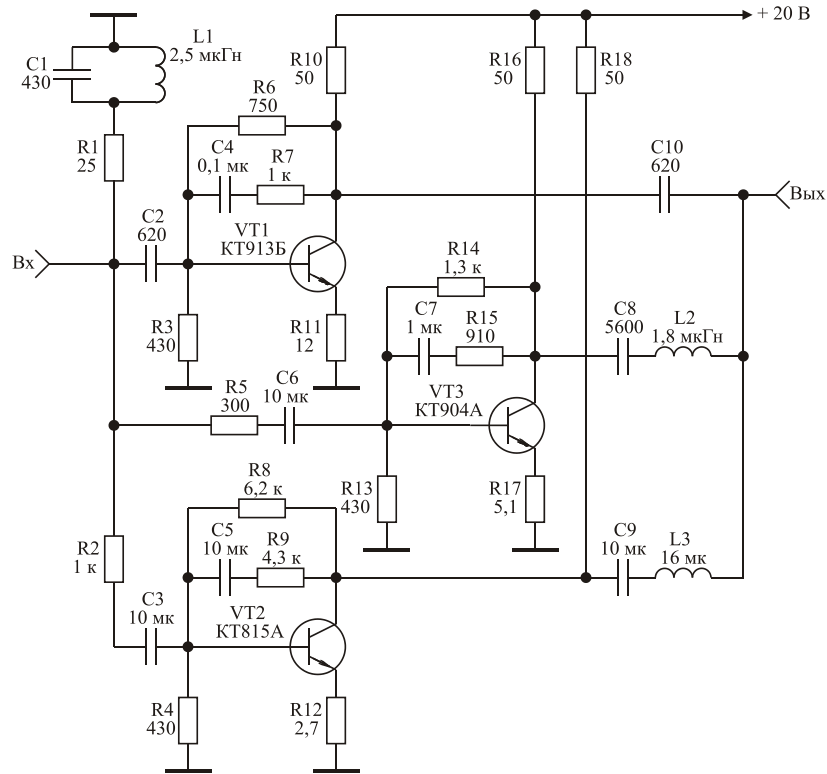


Рис. 6.22. Принципиальная схема трехканального импульсного усилителя

На рис. 6.23 приведена форма сигнала на выходе рассматриваемого усилителя при подаче на его вход тестового импульсного сигнала длительностью 1 мкс. На рис. 6.24 – 6.26 приведены экспериментальные характеристики усилителя при его работе без УВЧ, без ПУ и без УНЧ.

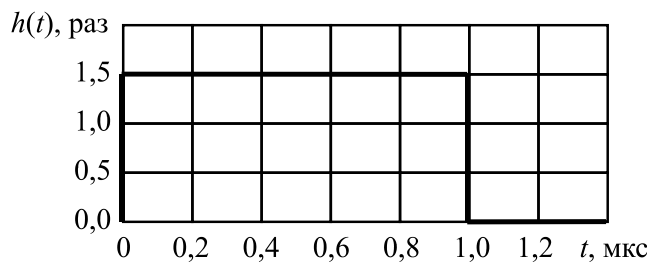


Рис. 6.23. Экспериментально измеренная форма импульсного сигнала на выходе трехканального усилителя

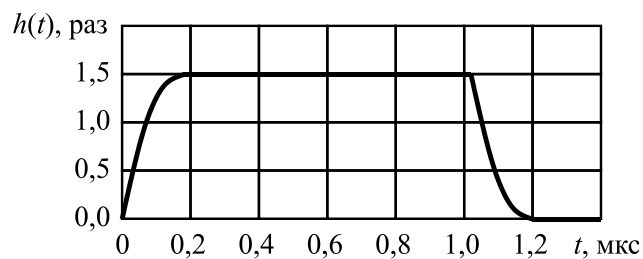
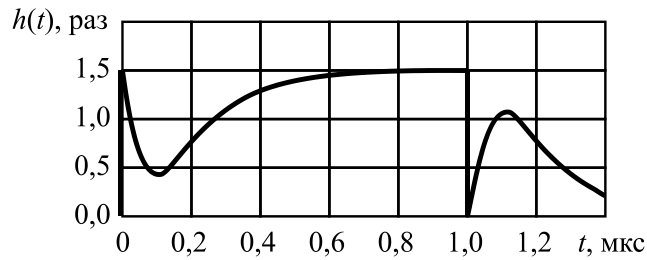
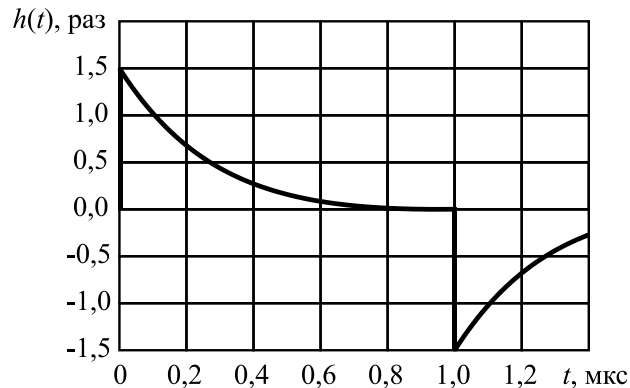


Рис. 6.24. Экспериментально измеренная форма импульсного сигнала на выходе усилителя при его работе без УВЧ



**Рис. 6.25.** Экспериментально измеренная форма импульсного сигнала на выходе усилителя при его работе без ПУ



**Рис. 6.26.** Экспериментально измеренная форма импульсного сигнала на выходе усилителя при его работе без УНЧ

**Пример.** Рассчитаем значения элементов ЧРЦ рассматриваемого усилителя (рис. 6.22) с учетом того, что  $f_{\text{ВУНЧ}} = 0,5$  МГц,  $f_{\text{НУВЧ}} = 5$  МГц,  $R_{\Gamma} = R_{\text{Н}} = 50$  Ом.

**Решение.** В соответствии с выбранными значениями  $f_{\text{ВУНЧ}}$  и  $f_{\text{НУВЧ}}$  рассчитывая значения элементов ЧРЦ по соотношениям (6.11) получим:  $C_1 = C_2 = C_3 = 639$  пФ;  $C_4 = 5,75$  нФ;  $L_1 = 1,6$  мкГн;  $L_2 = 1,8$  мкГн;  $L_3 = 16$  мкГн;  $R_1 = 0,5R_{\text{Н}} = 25$  Ом.

Рассмотренные принципы построения двухканальных и многоканальных импульсных усилителей с ЧРЦ реализованы в двухканальном гибридно-интегральном пикосекундном усилителе [45, 46], и в двухканальном сверхширокополосном усилителе мощности постоянного тока [47]. Полоса рабочих частот двухканального гибридно-интегрального пикосекундного усилителя равна 0...5,6 ГГц; коэффициент усиления 26 дБ; амплитуда выходного напряжения  $\pm 2$  В при нагрузке 50 Ом; время нарастания переходной характеристики 70 пс; длительность усиливаемых импульсов не ограничена. Полоса рабочих частот двухканального сверхширокополосного усилителя мощности равна 0...1,5 ГГц; коэффициент усиления 15 дБ; номинальный уровень выходной мощности 2 Вт; время нарастания переходной характеристики 250 пс; длительность усиливаемых импульсов не ограничена.

Принципиальные схемы усилителей и методика их настройки приведены в разделах 8.3 и 8.9.

Таким образом, предложенные варианты построения многоканальных импульсных усилителей с ЧРЦ, методы их проектирования и эксперимен-

тальные исследования подтверждают возможность создания многоканальных импульсных усилителей с частотным разделением каналов, позволяют уменьшить взаимное перекрытие рабочих частот канальных усилителей при одновременной минимизации искажений ПХ. В результате становится возможным применение канальных усилителей с использованием достоинств схемных решений усилителей заданного диапазона частот и расширение, благодаря этому, полосы пропускания сверхширокополосных усилителей мощности, предназначенных для усиления импульсов неограниченной длительности с пикосекундными фронтами.

### ***Контрольные вопросы***

1. По каким причинам невозможно использование классических частотно-разделительных цепей для построения многоканальных импульсных усилителей с частотным разделением каналов?
2. В чем заключается недостаток использования сумматора на входе или выходе при построении двухканальных импульсных усилителей с частотным разделением каналов?
3. Почему нежелателен разнос частот стыковки входной и выходной частотно-разделительных цепей в двухканальном импульсном усилителе, реализованном по структурной схеме приведенной на рис. 6.7?
4. Какова роль цепи обратной связи, состоящей из элементов  $R_3, C_3$ , в двухканальном усилителе, структурная схема которого приведена на рис. 6.11?
5. Благодаря чему удастся исключить искажения формы усиливаемого импульсного сигнала, обусловленные двухканальной структурой усилителя, в схеме приведенной на рис. 6.16?
6. Как на ваш взгляд изменятся формы амплитудно-частотной и переходной характеристик двухканального усилителя (рис. 6.16) если нижняя граничная частота усилителя верхних частот окажется выше частоты стыковки выходной частотно-разделительной цепи, а верхняя граничная частота усилителя нижних частот окажется ниже частоты стыковки выходной частотно-разделительной цепи?
7. Как на ваш взгляд изменятся формы амплитудно-частотной и переходной характеристик двухканального усилителя (рис. 6.16) в случае выбора нормированного значения резистора  $R_1$  менее величины определяемой соотношениями (6.10)?

## 7. ОСОБЕННОСТИ СХЕМОТЕХНИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ МАЛОМОЩНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ

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

### 7.1 Проблема повышения выходной мощности и КПД мало мощных телевизионных передатчиков

В соответствии с требованиями ГОСТ [17, 18], уровень любого побочного (внеполосного) радиоизлучения ТВ передатчиков с выходной мощностью более 25 Вт должен быть не менее чем на минус 60 дБ ниже пиковой мощности радиосигнала в синхроимпульсе. Для реализации этого требования в ТВ передатчиках с выходной мощностью более 1 кВт используется раздельное усиление радиосигналов изображения и звукового сопровождения с последующим их сложением в нагрузке с использованием диплексеров [8]. Принципиальная схема диплексера приведена на рис. 7.1. Здесь  $HO_1$  и  $HO_2$  – первый и второй НО (трехдецибельные уравнивательные мосты),  $R_6$  – балластное сопротивление,  $R_H$  – сопротивление нагрузки,  $P_{из}$  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.

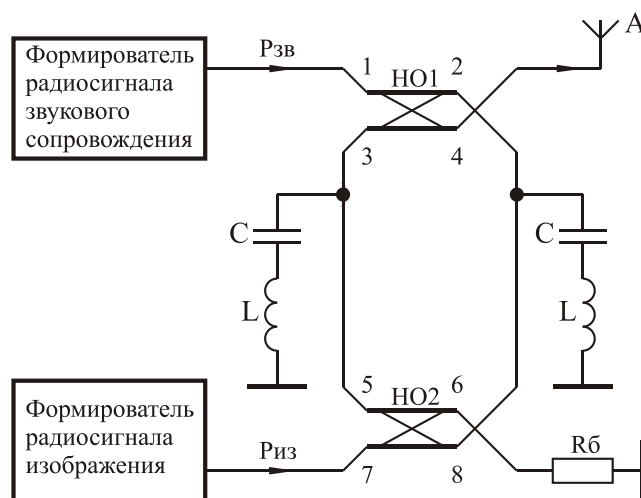


Рис. 7.1. Схема использования диплексера для сложения мощности радиосигналов изображения и звукового сопровождения



Развязка между входами диплексера достигает величины 35...40 дБ [21], что препятствует образованию интермодуляционных искажений и появлению внеполосных излучений.

В ТВ передатчиках с выходной мощностью менее 1 кВт, составляющих около 85 % от общего парка используемых ТВ передатчиков, отдельное усиление не применяется, что обусловлено большими размерами и стоимостью применяемых в настоящее время диплексеров.

Однако совместному усилению присущи три основных недостатка [8]. 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 % [2, 15]. В этом случае интермодуляционные помехи на выходе передатчиков соответствуют уровню минус 25...35 дБ [2]. Для уменьшения уровня внеполосного излучения до величины минус 60 дБ применяются полосовые фильтры, поглощающие от 15 до 20 % выходной мощности передатчика [8].

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

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

## **7.2 Анализ возможности создания малогабаритного диплексера**

В [48] для уменьшения габаритных размеров НО предложено выполнять их связанные линии в виде спиралей, намотанных на пластмассовом каркасе с запрессованной внутри него медной трубкой с продольной щелью. Ответвитель при этом образуется несимметричными связанными линиями и экраном, роль которого выполняет медная трубка. Пластмасса играет роль диэлектрика, увеличивающего погонную емкость линии. Расстояние между проводами линий, а также расстояние от проводов до экрана выбираются из соображений обеспечения требуемых величин волновых сопротивлений линий. Благодаря применению разрезанного экрана и одинакового шага намотки, связь между линиями резко возрастает за счет наличия взаимной индукции между близлежащими витками. Это обстоятельство позволяет варьиро-

вать коэффициентом ответвления мощности вплоть до величины 0,7...0,8 дБ. К недостаткам такого построения НО, следует отнести невозможность заземления экрана вдоль всей его длины и трудность настройки коэффициента ответвления мощности на заданную величину, которая достигается изменением длины продольной щели трубки экрана.

Указанные недостатки отсутствуют в модифицированном НО, описанном в [21, 49]. НО выполняется из двух изолированных проводов, намотанных с одинаковым шагом на цилиндрический изолятор. Изолятор помещается в заземленный металлический цилиндрический экран, имеющий продольную щель вдоль всей длины и плотно обжимающий намотанные на изолятор провода. С помощью регулировки длины продольной щели металлического экрана достигается требуемый коэффициент ответвления мощности. Габаритные размеры такого цилиндрического НО, настроенного на частоту первого телевизионного канала, не превышают в диаметре 2 см при длине 4,5 см.

Режекторные фильтры диплексера (рис. 7.1) осуществляют отражение радиосигнала звукового сопровождения в нагрузку, однако одновременно приводят к искажениям АЧХ канала изображения. Согласно ГОСТ [17, 18] сквозная АЧХ канала изображения ТВ передатчика должна соответствовать рис. 7.2, где  $A$  – затухание. Реализация требуемой формы АЧХ канала изображения в формирователе телевизионного радиосигнала и в ПУМ не вызывает трудностей [8]. Поэтому будем полагать, что искажения АЧХ канала изображения полностью обусловлены наличием диплексера.

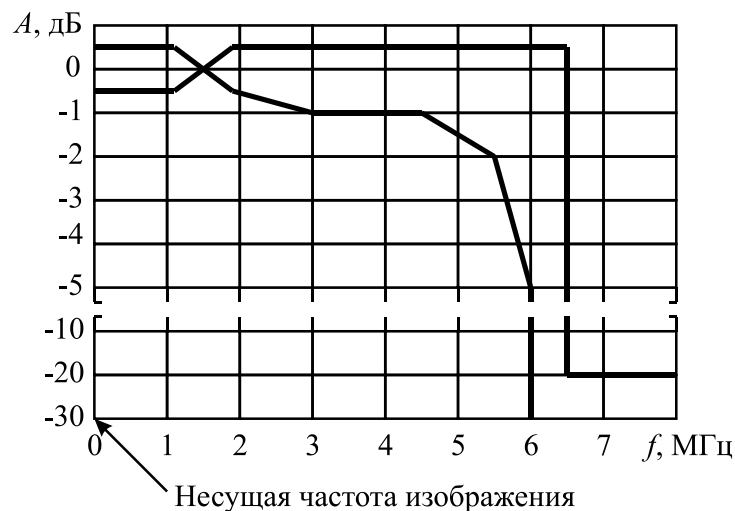
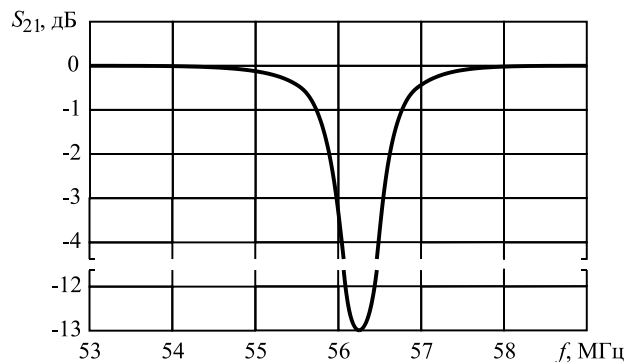


Рис. 7.2. Поле допуска характеристики верхней боковой полосы ТВ передатчика

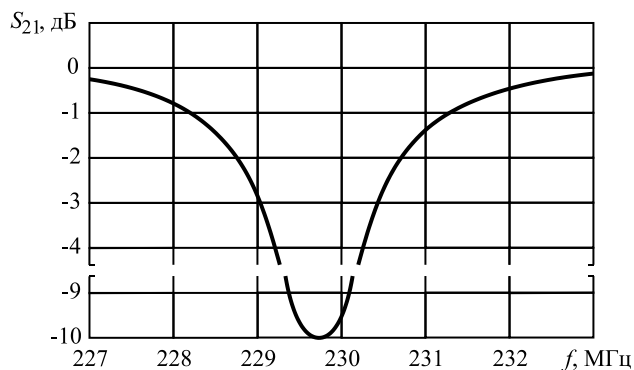
Так как форма АЧХ канала изображения диплексера определяется добротностью его режекторных фильтров, были проведены экспериментальные исследования по определению достижимой добротности малогабаритных режекторных фильтров с учетом специфики их применения в диплексерах ТВ передатчиков. Потери в режекторном фильтре обусловлены потерями в

конденсаторе и в катушке индуктивности. Известно, что наименьшим тангенсом угла потерь обладают конденсаторы с воздушным диэлектриком, а активная составляющая сопротивления катушек индуктивности минимальна при их изготовлении из посеребренного медного провода. Такие элементы и были использованы при проведении исследований.

На рис. 7.3 – 7.5 приведены результаты экспериментальных исследований формы АЧХ стандартного 75-омного тракта при подключении к нему режекторных фильтров, настроенных на частоту радиосигнала звукового сопровождения 1-го, 12-го и 25-го каналов ТВ.



**Рис. 7.3.** Экспериментальная АЧХ стандартного 75-омного тракта с подключенным к нему режекторным фильтром, настроенным на частоту радиосигнала звукового сопровождения 1-го канала ТВ



**Рис. 7.4.** Экспериментальная АЧХ стандартного 75-омного тракта с подключенным к нему режекторным фильтром, настроенным на частоту радиосигнала звукового сопровождения 12-го канала ТВ

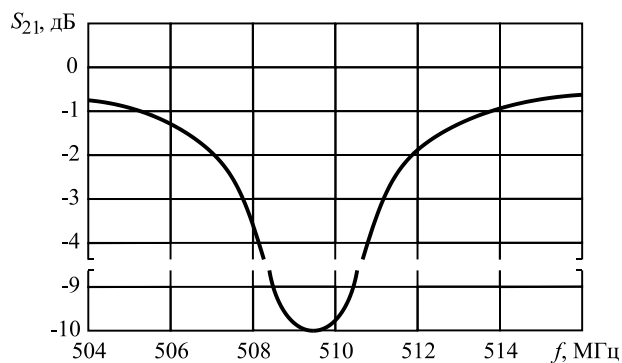


Рис. 7.5. Экспериментальная АЧХ стандартного 75-омного тракта с подключенным к нему режекторным фильтром, настроенным на частоту радиосигнала звукового сопровождения 25-го канала ТВ

Модуль коэффициента передачи стандартного 75-омного тракта с подключенным к нему режекторным фильтром может быть описан выражением [50]:

$$S_{21} = S_{210} \sqrt{\frac{1 + 4\theta^2 \Omega_p^2}{1 + 4S_{210}^2 \theta^2 \Omega_p^2}}, \quad (7.1)$$

где  $\theta$  – добротность режекторного фильтра;

$\Omega_p = \Delta\omega / \omega_{3B}$  – относительная расстройка;

$\Delta\omega$  – абсолютная расстройка;

$\omega_{3B}$  – резонансная частота контура, равная средней круговой частоте радиосигнала звукового сопровождения;

$S_{210} = 2r / (1 + 2r)$  – коэффициент передачи тракта при относительной расстройке равной нулю;

$r$  – сопротивление потерь режекторного фильтра, нормированное относительно сопротивления стандартного 75-омного тракта.

Обозначая величину  $S_{21}$  при заданной относительной расстройке  $\Omega_0$  как  $Y_0$ , из (7.1) получим:

$$\theta = \frac{1}{2S_{210}\Omega_0} \sqrt{\frac{Y_0^2 - S_{210}^2}{1 - Y_0^2}}. \quad (7.2)$$

Соотношение (7.2) было использовано для расчета добротностей режекторных фильтров, АЧХ которых приведены на рис. 7.3 – 7.5. В результате расчетов установлено, что достижимая добротность режекторных фильтров, реализованных с использованием конденсаторов с воздушным диэлектриком и катушек индуктивности из посеребренного медного провода, как в метровом, так и в дециметровом диапазоне волн оказывается не хуже чем 380...420.

Поскольку дальнейшее увеличение добротности малогабаритных режекторных фильтров проблематично, рассмотрим возможность использования диплексеров с режекторными фильтрами, имеющими добротность 380...420, для построения ТВ передатчиков с отдельным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения. Для этого оценим уровень потерь выходной мощности радиосигналов изображения и звукового сопровождения, обусловленных использованием малогабаритных диплексеров. При анализе будем полагать, что потери мощности в  $HO_1$  и  $HO_2$  диплексера (см. рис. 7.1) отсутствуют, а  $R_6 = R_H = W_{HO}$ , где  $W_{HO}$  – волновые сопротивления всех выходов  $HO$ .

Радиосигнал звукового сопровождения, попадая на вход 1 НО<sub>1</sub> диплексера, распределяется между выходами 3 и 4, отражается от режекторных фильтров, и складывается в фазе на выходе 2 НО<sub>1</sub>. Поэтому коэффициент стоячей волны по напряжению входа 1 НО<sub>1</sub> и мощность радиосигнала звукового сопровождения, подаваемая на этот вход, не зависят от сопротивления потерь режекторных фильтров. Находя разность между мощностью  $P_{ЗВ}$  и мощностью поглощаемой режекторными фильтрами, получим величину мощности радиосигнала звукового сопровождения в нагрузке, в качестве которой чаще всего выступает передающая антенна ТВ передатчика:

$$P_{АЗВ} = P_{ЗВ} / (1 + 2r^2). \quad (7.3)$$

Модуль коэффициента передачи диплексера для радиосигнала изображения определяется соотношением (7.1). Полагая известными величины  $\Omega_0$  и  $Y_0$ , которые определяются кривыми рис. 7.2, а также значения добротностей режекторных фильтров диплексера, из (7.1), (7.2) и (7.3) получим:

$$\left. \begin{aligned} S_{210} &= \frac{Y_0}{\sqrt{1 + 4\Omega_0^2 \theta^2 (1 - Y_0^2)}}; \\ P_{ЗВ} &= \frac{P_{АЗВ}}{(1 - S_{210})^2}; \\ P_{ИЗ} &= \frac{P_{АИЗ} (1 + 4\theta^2 S_{210}^2 \Omega_{ИЗ}^2)}{S_{210}^2 (1 + 4\theta^2 \Omega_{ИЗ}^2)}, \end{aligned} \right\} \quad (7.4)$$

где  $P_{АИЗ}$  – требуемая мощность радиосигнала изображения в антенне;

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

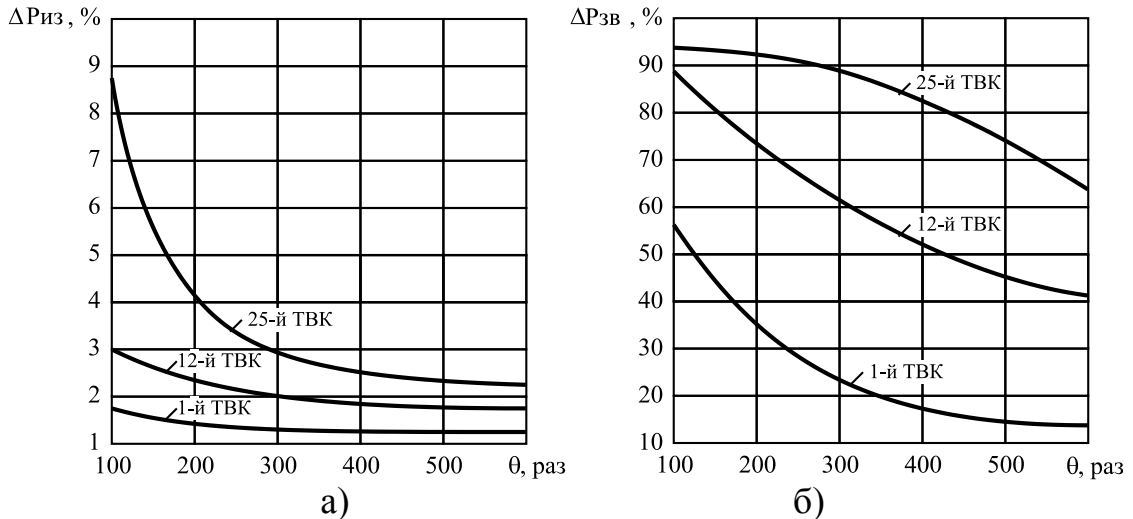
Из (7.4) найдем, что относительные потери выходной мощности радиосигналов изображения и звукового сопровождения, обусловленные использованием диплексера, составляют:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{ЗВ} &= \frac{P_{ЗВ} - P_{АЗВ}}{P_{ЗВ}} = 1 - (1 - S_{210})^2; \\ \Delta P_{ИЗ} &= \frac{P_{ИЗ} - P_{АИЗ}}{P_{ИЗ}} = 1 - \frac{S_{210}^2 (1 + 4\theta^2 \Omega_{ИЗ}^2)}{1 + 4S_{210}^2 \theta^2 \Omega_{ИЗ}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (7.5)$$

Нормированные относительно  $R_H$  и  $\omega_{ЗВ}$  значения элементов режекторных фильтров (см. рис. 7.1), при перечисленных выше условиях, равны [50]:

$$\left. \begin{aligned} L_{норм} &= \theta S_{210} / 2(1 - S_{210}); \\ C_{норм} &= 1 / L_{норм}. \end{aligned} \right\} \quad (7.6)$$

На рис. 7.6 представлены выраженные в процентах зависимости (7.5) в функции от  $\theta$  для 1-го, 12-го и 25 телевизионных каналов (ТВК) при условии выполнения требований к неравномерности АЧХ канала изображения, устанавливаемых кривыми рис. 7.2.



**Рис. 7.6.** Расчетные относительные потери выходной мощности радиосигналов изображения (а) и звукового сопровождения (б), обусловленные использованием диплексера

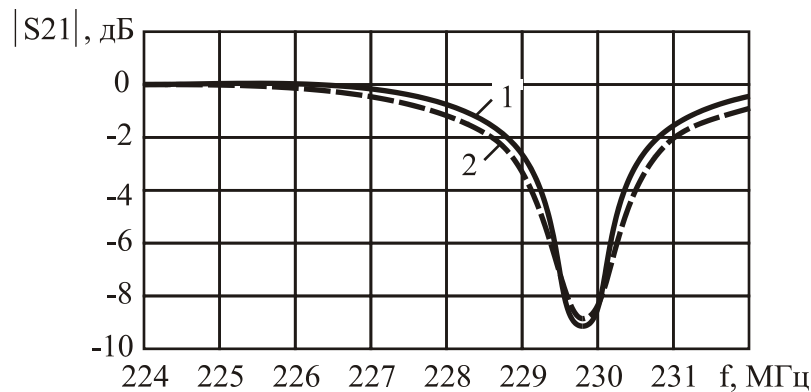
Из приведенных зависимостей следует, что потери выходной мощности в канале изображения незначительны как в метровом, так и в дециметровом диапазоне волн. Потери выходной мощности в канале звукового сопровождения максимальны для дециметрового диапазона. В соответствии с ГОСТ [17, 18] выходная мощность радиосигнала звукового сопровождения ТВ передатчика составляет 10 % от выходной мощности радиосигнала изображения. Полагая добротность режекторных фильтров диплексера равной 400, найдем, что в дециметровом диапазоне волн выходная мощность усилителя звукового сопровождения с учетом потерь в диплексере должна составлять 60...70 % от величины выходной мощности усилителя радиосигнала изображения. Реализация раздельного усиления позволяет увеличить коэффициент использования транзисторов ПУМ ТВ передатчика в 2...3 раза [21, 51]. Кроме того, в этом случае отпадает необходимость использования полосовых фильтров.

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

**Пример.** Рассчитать необходимые уровни выходных мощностей усилителей радиосигналов изображения и звукового сопровождения 75-ваттного передатчика 12 канала ТВ и значений элементов режекторных фильтров диплексера, если при отстройке на 1 МГц от частоты радиосигнала звукового сопровождения нормированный коэффициент передачи канала изображения должен быть не менее минус 2 дБ (см. рис. 7.2), достижимая добротность режекторных фильтров равна 400, передатчик работает в 75-омном тракте.

**Решение.** Мощность радиосигнала звукового сопровождения в антенне, согласно ГОСТ [17, 18], равна 10 % от пиковой мощности сигнала канала изображения. То есть при  $P_{\text{АИЗ}}=75$  Вт,  $P_{\text{АЗВ}}=7,5$  Вт. Несущая частота радиосигнала звукового сопровождения 12 канала ТВ равна 229,75 МГц. При абсолютной расстройке в 1 МГц относительная расстройка  $\Omega_0=1/229,75=0,00435$ . Спад АЧХ на 2 дБ соответствует величине  $Y_0=0,794$ . Относительная расстройка  $\Omega_{\text{ИЗ}}=6,5/229,75=0,0283$ . Подставляя значения  $\theta, \Omega_0, \Omega_{\text{ИЗ}}, Y_0, P_{\text{АЗВ}}, P_{\text{АИЗ}}$  в (5.4) и (5.6) получим:  $S_{210}=0,339, P_{\text{ЗВ}}=17,1$  Вт;  $P_{\text{ИЗ}}=76,3$  Вт;  $L_{\text{норм}}=102,6; C_{\text{норм}}=0,00975$ . Денормируя значения элементов режекторных фильтров найдем:  $L=L_{\text{норм}}R_{\text{н}}/\omega_{\text{ЗВ}}=5,33$  мкГн;  $C=C_{\text{норм}}/R_{\text{н}}\omega_{\text{ЗВ}}=0,09$  пФ.

На рис. 7.7 приведена АЧХ канала изображения диплексера, рассчитанная по (7.1) (кривая 1). Здесь же представлена экспериментально измеренная АЧХ канала изображения диплексера 75-ваттного ПУМ 12 канала ТВ с отдельным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения (кривая 2).



**Рис. 7.7.** Расчетная (1) и экспериментальная (2) АЧХ канала изображения диплексера 12 канала ТВ

Описание 75-ваттного ПУМ приведено в разделе 8.1. При выходных мощностях радиосигналов изображения и звукового сопровождения ПУМ, равных 75 Вт и 7,5 Вт соответственно, выходная мощность усилителя канала изображения равна 77 Вт, выходная мощность усилителя канала звукового сопровождения равна 18,5 Вт. Уровень внеполосных составляющих в спектре выходного сигнала не превышает минус 60 дБ [21]. В выходном каскаде 75-ваттного ПУМ 12 канала ТВ использован транзистор КТ930Б. Согласно справочным данным на частоте 200 МГц максимальное значение выходной мощности транзистора КТ930Б равно 95 Вт [25]. Исходя из этого, следует, что в рассматриваемом ПУМ транзистор КТ930Б используется по мощности на 79 %. В телевизионных ПУМ с выходной мощностью до 1 кВт, реализуемых по схеме с совместным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения, транзисторы ПУМ используются по мощности не более чем на 25 % [2, 8, 15].

То есть, реализация отдельного усиления радиосигналов изображения и звукового сопровождения позволяет более чем в три раза повысить коэффициент использования транзисторов усилителя по мощности.

При общих габаритных размерах 75-ваттного ПУМ 12 канала ТВ, равных 190·180·30 мм, габаритные размеры секции, в которой установлен диплексер, равны 180·60·30 мм [51].

Таким образом, появляется возможность в два-три раза повысить выходную мощность имеющегося парка маломощных телевизионных передатчиков благодаря применению рассматриваемых диплексеров и дополнительных маломощных усилителей радиосигнала звукового сопровождения.

В разделе 8.1 на рис. 8.6 представлена фотография диплексера 5-го канала ТВ, дающая представление об особенностях реализации малогабаритных диплексеров.

### 7.3. Защита полосовых усилителей мощности от перегрузок

Повышение коэффициента использования выходных транзисторов телевизионных ПУМ по мощности до 75-80 % делает актуальной задачу их защиты от перегрузки по входу и рассогласования по выходу [8].

Известны устройства для защиты ПУМ, содержащие цепь связи, в состав которой входит НО, детектор и блок управления коэффициентом усиления усилителя мощности [52, 53]. Недостатком таких устройств защиты является то, что они не защищают ПУМ от внезапного отключения или короткого замыкания нагрузки. Кроме того, не защищенными оказываются входные каскады ПУМ при воздействии на них мощных входных сигналов.

Известны также устройства защиты радиотелевизионных передающих станций, реализуемые по функциональной схеме приведенной на рис. 7.8 [54], где ФТР – формирователь телевизионного радиосигнала;  $R_6$  – балластные сопротивления; НО<sub>1</sub> и НО<sub>2</sub> – первый и второй направленные ответвители. Первый и второй детекторы, подключены своими входами соответственно к плечу НО<sub>1</sub>, с которого снимается сигнал, пропорциональный падающей мощности, и к плечу НО<sub>2</sub>, с которого снимается сигнал, пропорциональный отраженной от нагрузки мощности. Две согласованные нагрузки НО подключены к оставшимся свободным плечам первого и второго НО. Входы блока управления подключены к выходам первого и второго детекторов, а его выход – к схеме, запирающей радиочастотный тракт по высокой частоте в маломощных цепях ФТР.



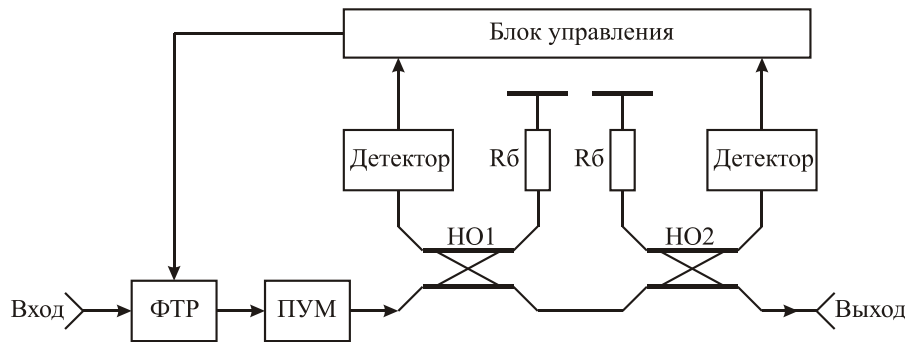


Рис. 7.8. Функциональная схема известного устройства защиты ПУМ от перегрузок

Недостатком такого устройства является большая постоянная времени цепи обратной связи, намного превышающая 20 мкс и обусловленная ее относительно большой длиной, поскольку ФТР и ПУМ выполняются в виде отдельных блоков и пространственно разнесены между собой. Рассматриваемое устройство не в состоянии защитить ПУМ от воздействия мощных входных сигналов при проведении регламентных работ, а также от короткого замыкания нагрузки усилителя или ее обрыва. В соответствии с паспортными данными на мощные высокочастотные транзисторы [25], двух - трехкратное превышение максимального допустимого значения коллекторного тока в них разрешается в течении не более 10...20 мкс, то есть в течение времени существенно меньшего, чем время срабатывания рассматриваемой системы защиты.

Для защиты ПУМ от перегрузки, как со стороны входа, так и со стороны выхода, в том числе при значительном рассогласовании выходного сопротивления усилителя с нагрузкой, в частности, вызванного коротким замыканием нагрузки или ее обрывом, в [55] предложено использовать устройство, функциональная схема которого приведена на рис. 7.9. Устройство содержит НО отраженной волны, детектор, вход которого подключен к выходу отраженной волны НО, блок управления, вход которого соединен с выходом детектора, биполярный транзистор, база которого подключена к выходу блока управления, коллектор или эмиттер транзистора соединен с общей шиной, а эмиттер или коллектор транзистора подключен к входу усилителя.

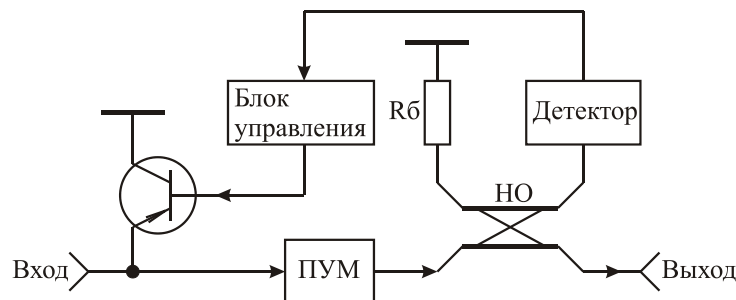


Рис. 7.9. Функциональная схема устройства защиты ПУМ от перегрузки, как со стороны его входа, так и со стороны его выхода

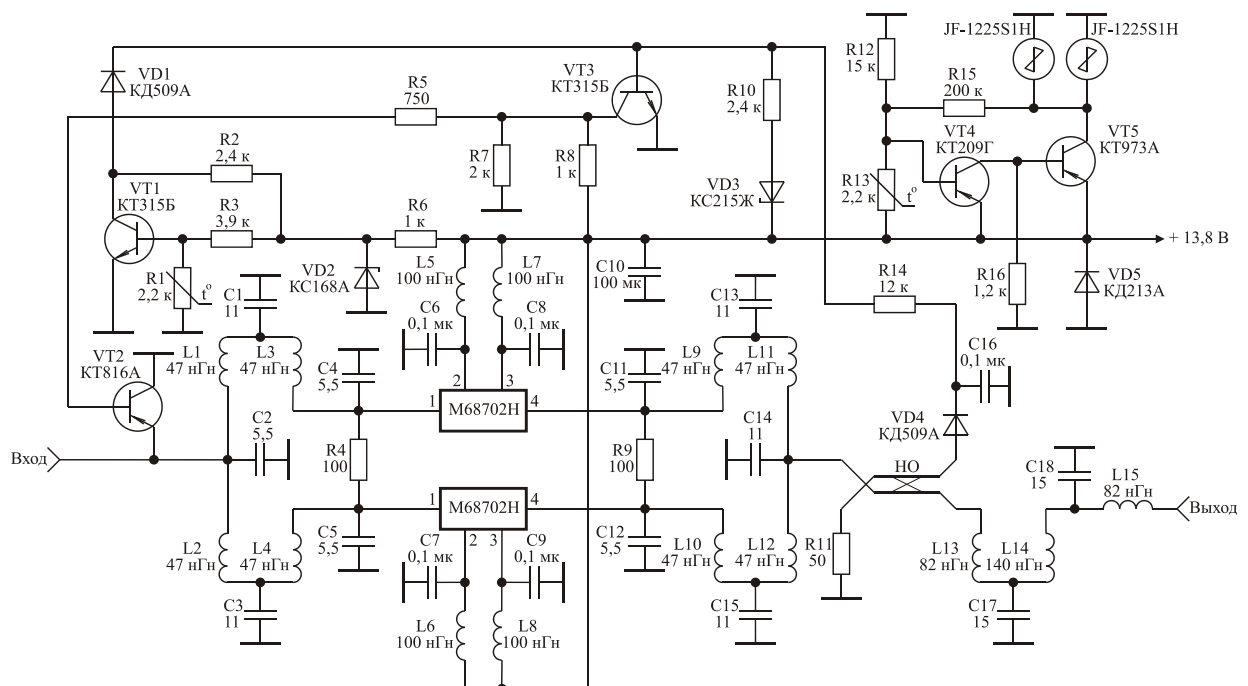
Устройство защиты работает следующим образом. На базу транзистора с блока управления, имеющего высокое выходное сопротивление на рабочих частотах ПУМ, подается постоянное запирающее оба перехода транзистора напряжение. На вход усилителя и одновременно на эмиттер транзистора подается переменное высокочастотное напряжение усиливаемого сигнала. Переменное высокочастотное напряжение делится между емкостями закрытых переходов база – эмиттер и база – коллектор. На переходе база – коллектор выделяется переменное напряжение, амплитуда которого равна значению  $U_{\text{вх}} C_{\text{бэ}} / (C_{\text{бк}} + C_{\text{бэ}})$ , где  $U_{\text{вх}}$  – амплитуда переменного высокочастотного напряжения на входе усилителя мощности;  $C_{\text{бэ}}$  и  $C_{\text{бк}}$  – емкости запертых переходов база – эмиттер и база – коллектор транзистора, незначительно отличающиеся по величине [25]. Величина постоянного напряжения на базе транзистора устанавливается равной амплитуде переменного высокочастотного напряжения на переходе база – коллектор транзистора, соответствующей номинальному значению переменного высокочастотного напряжения на входе ПУМ. То есть величина постоянного напряжения на базе транзистора устанавливается приблизительно равной половине амплитуды номинального значения входного напряжения ПУМ.

При воздействии на вход ПУМ сигнала (или помехи), амплитуда которого превышает амплитуду номинального входного напряжения ПУМ, в положительный полупериод воздействия переменного сигнала напряжение на эмиттере транзистора превышает напряжение на его базе. Переход база-эмиттер открывается, и через коллекторную цепь начинает протекать ток, равный  $\alpha I_{\text{э}}$ , где  $\alpha$  – коэффициент передачи эмиттерного тока,  $I_{\text{э}}$  – ток эмиттера. Для мгновенного значения входного воздействия, превышающего номинальное значение, переход эмиттер-коллектор транзистора представляет собой двухполюсник с сопротивлением  $R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / \alpha I_{\text{э}}$ , которое составляет единицы Ом. В отрицательный полупериод воздействия переменного входного сигнала, превышающего по амплитуде номинальное значение входного сигнала, открывается переход база-коллектор транзистора, и через транзистор начинает протекать ток равный  $\alpha I_{\text{к}}$ , где  $\alpha I$  – коэффициент передачи тока коллектора при инверсном включении транзистора,  $I_{\text{к}}$  – ток коллектора. Согласно [56],  $\alpha \approx \alpha I$ . При отрицательной полуволне входного воздействия, амплитуда которого превышает амплитуду номинального входного напряжения, переход эмиттер-коллектор транзистора также представляет собой двухполюсник, сопротивление которого составляет единицы Ом. В этом случае мощное входное воздействие оказывается двухсторонне ограниченным.

С увеличением рассогласования нагрузки усилителя мощности с выходным сопротивлением НО (крайние степени рассогласования – короткое замыкание нагрузки и ее обрыв) напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны НО, увеличивается, то есть на вход детектора подается напряже-

ние пропорциональное напряжению, отраженному от нагрузки усилителя. При поминальной величине выходной мощности и при коэффициенте стоячей волны по напряжению (КСВН) со стороны нагрузки больше максимально допустимого значения, напряжение управления, подаваемое на базу транзистора с блока управления, начинает уменьшаться, уменьшая амплитуду входного воздействия, поступающего на вход ПУМ (уменьшается порог ограничения входного сигнала). Поэтому мощность сигнала на выходе ПУМ будет падать пропорционально росту КСВН нагрузки.

На рис. 7.10 приведена принципиальная электрическая схема устройства защиты совместно с ПУМ передатчика пейджинговой связи фирмы Митцубиси, выполненного на микросхемах М68702Н указанной фирмы, имеющего выходную мощность 100 Вт и полосу пропускания 155...170 МГц.

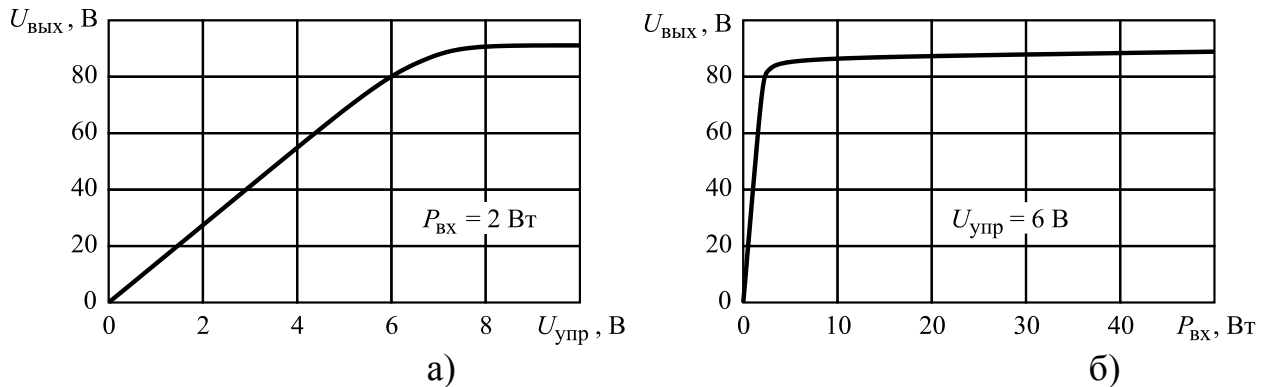


**Рис. 7.10.** Принципиальная схема устройства защиты от перегрузки совместно с ПУМ фирмы Митцубиси

Резистор  $R5$  предназначен для увеличения выходного сопротивления блока управления, резистор  $R8$  позволяет изменять начальное значение напряжения управления (уровень ограничения входного сигнала), резистор  $R14$  используется для подбора величины выпрямленного детектором напряжения, при достижении которого срабатывает устройство защиты ПУМ в соответствии с заданным значением КСВН нагрузки.

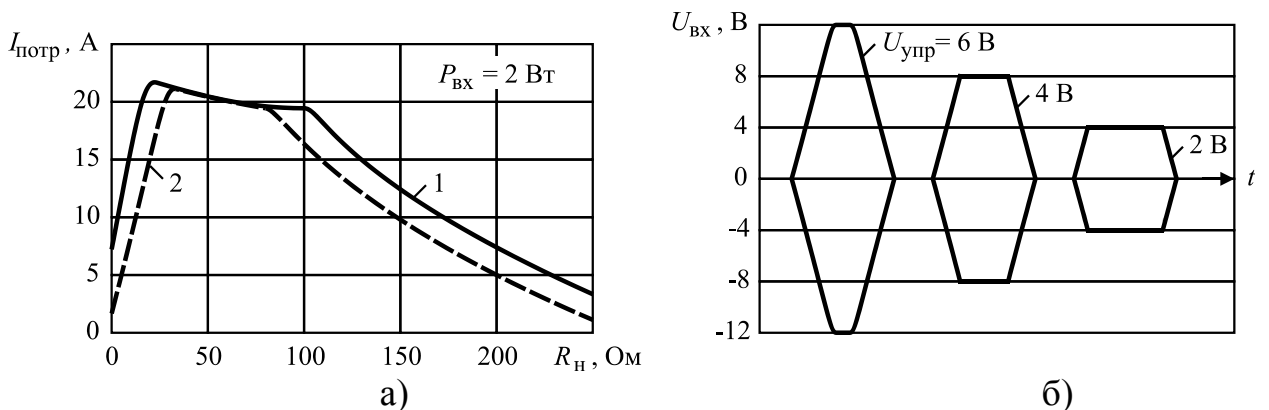
На рис. 7.11,а приведена экспериментальная зависимость выходного напряжения ПУМ от постоянного напряжения управления  $U_{упр}$ , снимаемого с выхода блока управления и подаваемого на базу транзистора  $VT2$ . На рис. 7.11,б – экспериментальная зависимость выходного напряжения ПУМ от мощности входного сигнала при значении управляющего напряжения 6 В.

Обе зависимости сняты при работе усилителя мощности на согласованную 50-омную нагрузку.



**Рис. 7.11.** Экспериментальные зависимости выходного напряжения ПУМ от напряжения управления (а) и от мощности входного сигнала (б)

На рис. 7.12,а представлены зависимости тока, потребляемого ПУМ, от сопротивления нагрузки при мощности входного сигнала 2 Вт. Зависимости сняты для двух вариантов настройки системы защиты от КСВН нагрузки. Цифрами 1 и 2 обозначены кривые, соответствующие срабатыванию схемы защиты при КСВН нагрузки 2,0 и 1,5 соответственно.



**Рис. 7.12.** Экспериментальные зависимости тока, потребляемого ПУМ, от сопротивления нагрузки (а) и зависимости амплитуды входного воздействия от напряжения управления (б)

На рис. 7.12,б приведены зависимости формы огибающей входных (ограниченных) амплитудно-модулированных колебаний с несущей частотой 160 МГц, снятые при трех различных значениях управляющего напряжения равных 2, 4 и 6 В при неизменной величине амплитудно-модулированного колебания, снимаемого с источника сигнала и подаваемого на вход ПУМ. Для облегчения наблюдения огибающей и упрощения измерения уровня ограничения входного сигнала частота модулирующего сигнала была выбрана равной 1 кГц. Длительность каждой огибающей на рис. 7.12,б равна одному

периоду модулирующего колебания. Масштаб времени на оси абсцисс не обозначен.

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

Достоинством устройства для защиты ПУМ является то, что ограничение мощного входного сигнала происходит еще до вступления в работу цепи обратной связи. Биполярный транзистор, подключенный к входу ПУМ (см. рис. 7.10), выполняет одновременно роль самоуправляемого ограничителя мощных входных сигналов и роль управляемого ограничителя при рассогласовании нагрузки ПУМ с его выходным сопротивлением. Устройство для защиты ПУМ от перегрузки позволяет сохранять работоспособность защищаемого усилителя при воздействии на его вход сигналов мощностью, вплоть до максимально допустимой мощности рассеиваемой на коллекторе транзистора, подключаемого к входу ПУМ.

Результаты исследований этого раздела использованы при проектировании усилителей, описанных в разделах 8.4, 8.12, 8.14.

#### **7.4. Коррекция амплитудных характеристик полосовых усилителей мощности**

Высокие требования к линейности ПУМ предъявляются при усилении телевизионных, однополосных, амплитудно-модулированных, многочастотных радиосигналов [12, 15]. В этом случае эффективным способом повышения их выходной мощности и КПД является увеличение линейности амплитудных характеристик рассматриваемых ПУМ [57, 58].

Методы повышения линейности амплитудных характеристик ПУМ основаны на использовании адаптивной компенсации, использовании предискажений входного сигнала, оптимизации базового смещения транзисторов усилителя, работающих в режиме с отсечкой коллекторного тока [58, 59].

Несмотря на теоретические преимущества схем адаптивной компенсации, они достаточно сложны в реализации, поскольку содержат в своем составе такие элементы как синхронный детектор, направленные ответвители, линии задержки, управляемый аттенюатор, сумматор, усилитель искажений [57]. Поэтому, например, в усилителях мощности телевизионных передатчиков схемы адаптивной компенсации не находят применения.

Для реализации предискажений входного сигнала используются корректоры, в качестве основного элемента которых может быть применен варикап. Однако использование корректора на варикапе для коррекции АХ ПУМ не позволяет осуществлять плавную регулировку и подстройку его дифференциального коэффициента усиления [17, 18]. Для устранения этого недостатка в качестве корректирующего элемента корректора в [60] предло-

жено использовать управляемую нелинейную емкость коллектор-эмиттер  $C_{кэ}$  закрытого транзистора.

Экспериментальные исследования зависимости емкости  $C_{кэ}$  ряда транзисторов от напряжений коллектор-эмиттер  $U_{кэ}$  и база-эмиттер  $U_{бэ}$  показали следующее. В транзисторе с закрытыми переходами емкость  $C_{кэ}$  практически не зависит от напряжения  $U_{кэ}$ , если напряжение  $U_{кэ}$  больше или равно двум вольтам ( $U_{кэ0}=2$  В). В случае дальнейшего уменьшения напряжения  $U_{кэ}$  значение емкости  $C_{кэ}$  плавно нарастает. Скорость нарастания значения емкости  $C_{кэ}$ , при этом, зависит от величины напряжения  $U_{бэ}$  и увеличивается с уменьшением указанного напряжения.

На рис. 7.13 приведены экспериментально измеренные режимные зависимости емкости  $C_{кэ}$  закрытого транзистора КТ630А, поясняющие сказанное.

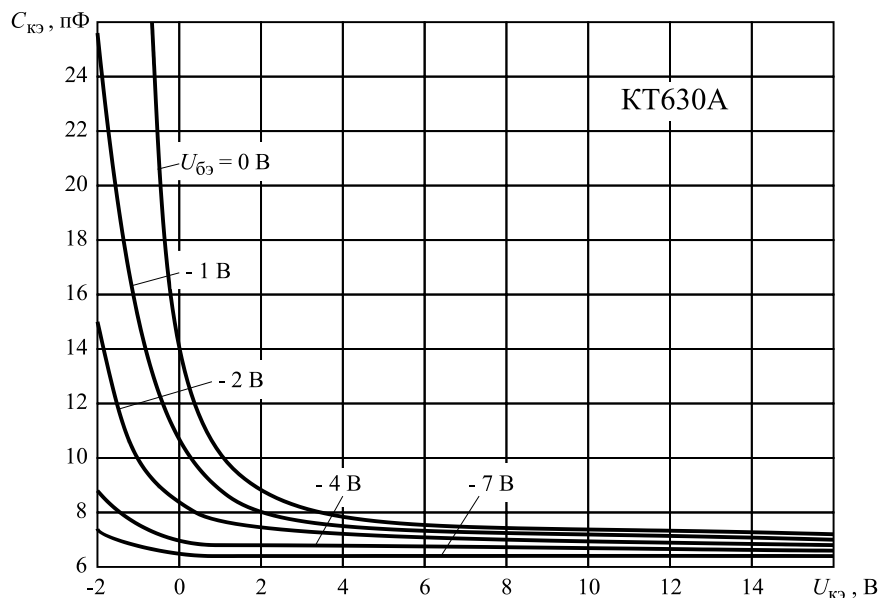


Рис. 7.13. Режимные зависимости емкости коллектор-эмиттер закрытого транзистора КТ630А

На рис. 7.14 приведена схема корректора на транзисторе КТ630А, в котором в качестве корректирующего элемента используется нелинейная емкость  $C_{кэ}$  транзистора.

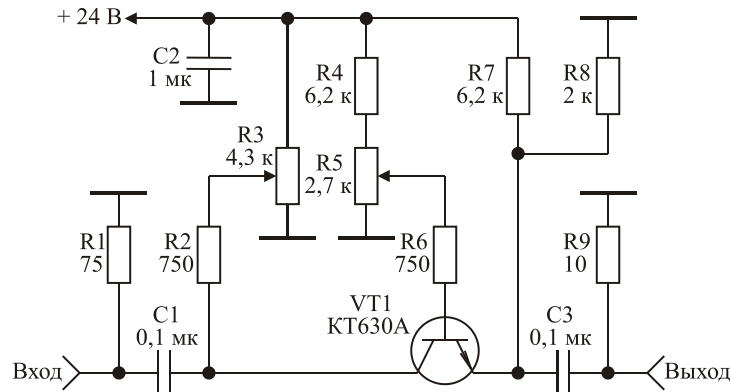


Рис. 7.14. Принципиальная схема корректора амплитудной характеристики полосового усилителя мощности

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

При условии, что амплитуда сигнала подаваемого на вход корректора меньше или равна значению:  $U_{вх} = U_{кэ} - U_{кэ0}$ , 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. То есть изменением напряжения  $U_{кэ}$  можно регулировать величину линейного участка амплитудной характеристики корректора, а изменением напряжения  $U_{бэ}$  скорость нарастания его коэффициента передачи в нелинейной области работы.

Использование корректора может быть эффективным, если начальный участок АХ разрабатываемого ПУМ линеен, что достигается оптимизацией базового смещения транзисторов ПУМ, работающих в режиме с отсечкой [2, 59].

Для иллюстрации сказанного рассмотрим рис. 7.15 и 7.16. На рис. 7.15 приведена принципиальная схема 3-х каскадного ПУМ, имеющего следующие линейные характеристики: малосигнальный коэффициент усиления  $K_u = U_{выхэф}/E_{Гэф} = 150$  раз, где  $E_{Гэф}$  – эффективное значение амплитуды ЭДС источника сигнала,  $U_{выхэф}$  – эффективное значение амплитуды первой гармоники сигнала в нагрузке; полоса рабочих частот 72...86 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики  $\pm 0,25$  дБ; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом. В ПУМ использован стабилизатор напряжения базового смещения на транзисторах  $VT4$  и  $VT6$ . Требуемая величина базового смещения транзисторов выходного и предоконечного каскадов, работающих

в режиме с отсечкой коллекторного тока, устанавливается с помощью выбора величины резистора  $R10$ .

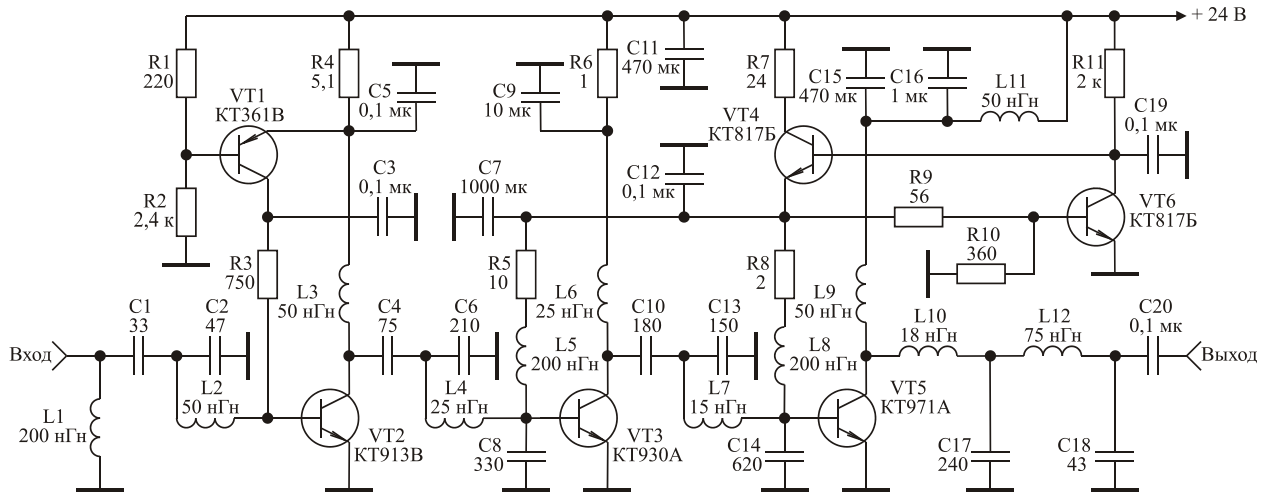


Рис. 7.15. Принципиальная схема полосового усилителя мощности

На рис. 7.16 приведены экспериментальные амплитудные характеристики ПУМ, снятые при различной величине базового смещения транзисторов работающих в режиме с отсечкой.

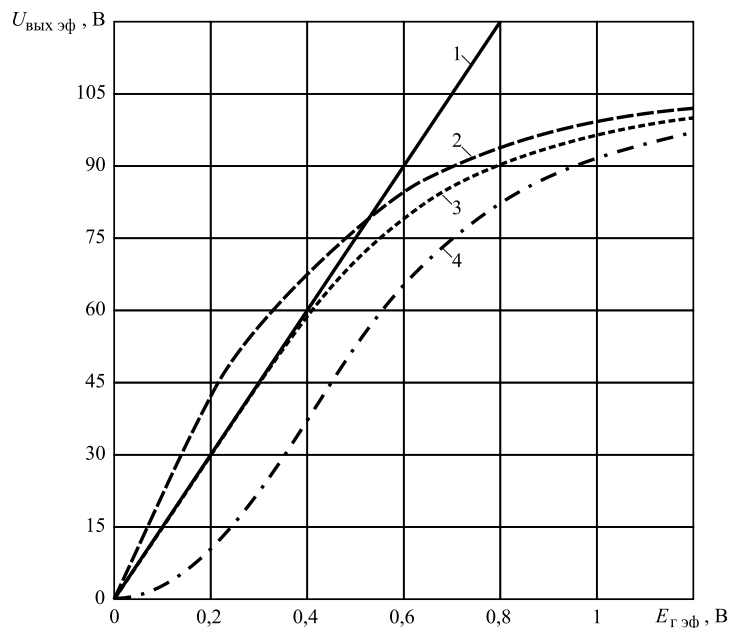


Рис. 7.16. Экспериментальные амплитудные характеристики полосового усилителя мощности

Изменение величины базового смещения меняет начальный коллекторный ток  $I_{кнач}$ , потребляемый транзисторами  $VT3$  и  $VT5$ , то есть ток, потребляемый транзисторами при отсутствии входного сигнала. Поэтому при исследовании амплитудных характеристик ПУМ в качестве варьируемого параметра было выбрано значение  $I_{кнач}$ .



Прямая 1 на рис. 7.16 соответствует идеальной АХ ПУМ, кривая 2 – АХ ПУМ при  $I_{кнач} = 1,4$  А, кривая 3 – АХ ПУМ при  $I_{кнач} = 0,6$  А, кривая 4 – АХ ПУМ при  $I_{кнач} = 0,05$  А.

Приведенные характеристики подтверждают выводы [2, 59] о возможности линейаризации начального участка амплитудной характеристики ПУМ и дают наглядное представление об изменении ее формы при изменении величины базового смещения транзисторов ПУМ, работающих в режиме с отсечкой.

На рис. 7.17 приведена функциональная схема усилителя с повышенной линейностью амплитудной характеристики, в котором использован корректор (рис. 7.14) и ПУМ (рис. 7.15). Усилитель содержит корректор; ПУМ; фильтр нижних частот; схемы защиты от перегрузки по входу, от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиту.

На рис. 7.18 приведены экспериментальные амплитудные характеристики усилителя, показывающие возможности рассматриваемого корректора. Характеристики получены при условии оптимального выбора величины базового смещения транзисторов  $VT3$  и  $VT5$  полосового усилителя мощности (рис. 7.15), что обеспечивает линейаризацию начального участка АХ.

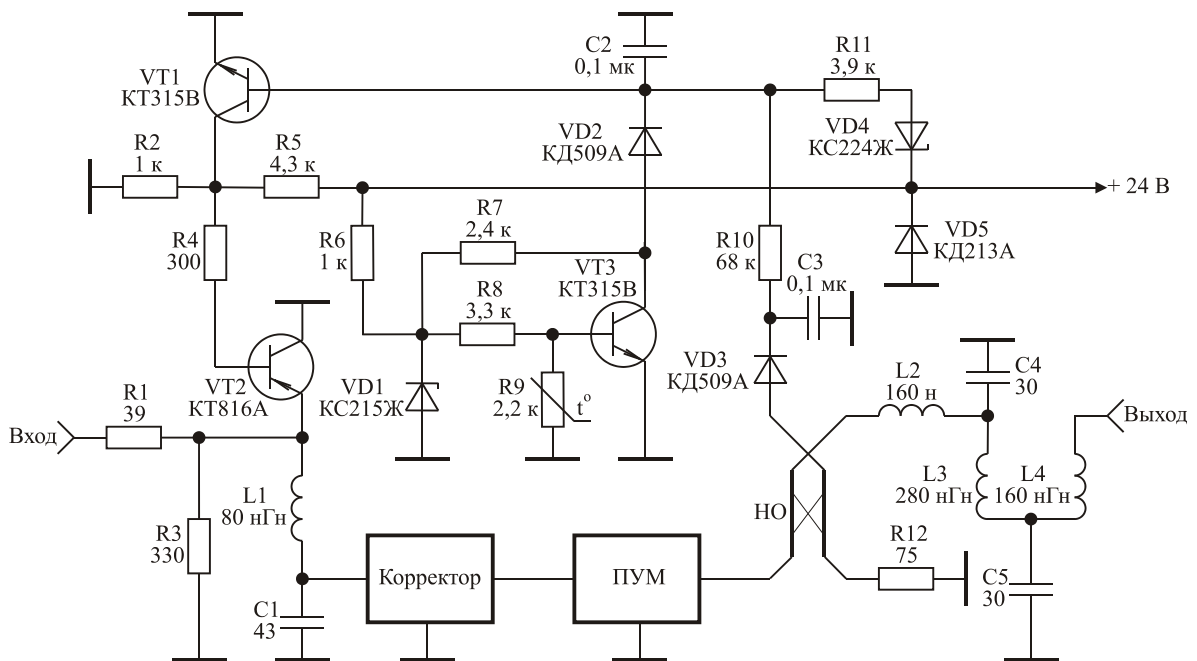


Рис. 7.17. Функциональная схема полосового усилителя мощности с повышенной линейностью

В процессе перестройки корректора происходит незначительное изменение коэффициента передачи усилителя. Кроме того, при отключенном корректоре коэффициент передачи усилителя значительно возрастает. Поэтому на рис. 7.18 для удобства сравнения линейности амплитудных характеристик

усилителя при различных режимах его работы по оси абсцисс отложена эффективная амплитуда ЭДС источника сигнала, нормированная относительно своего значения  $E_{Г\text{эф}0}$ , соответствующего величине выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}\text{эф}} = 30 \text{ В}$ .

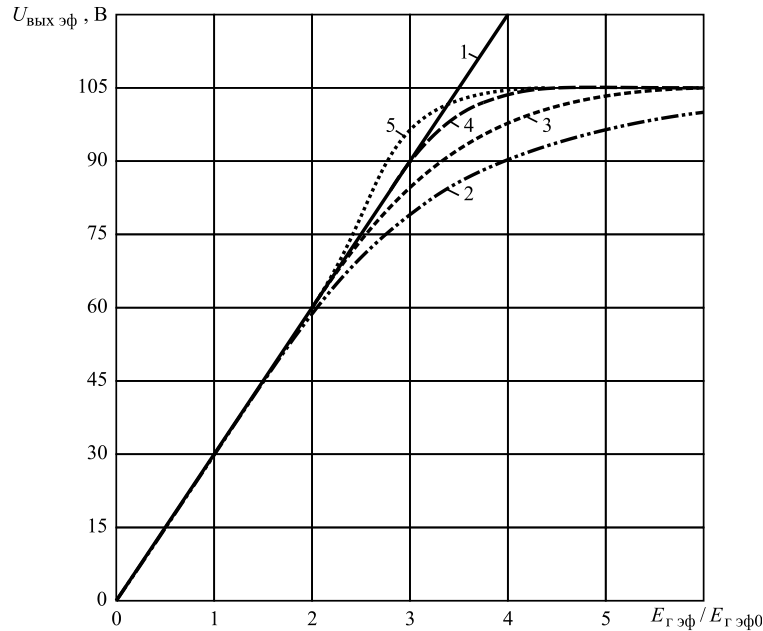


Рис. 7.18. Экспериментальные амплитудные характеристики полосового усилителя мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики

Прямая 1 на рис. 7.18 соответствует идеальной АХ усилителя, кривая 2 – АХ усилителя при отключенном корректоре, кривая 3 – АХ усилителя при напряжениях на транзисторе корректора  $U_{\text{бэ}} = -2 \text{ В}$ ,  $U_{\text{кэ}} = 6 \text{ В}$ , кривая 4 – АХ усилителя при  $U_{\text{бэ}} = -1 \text{ В}$ ,  $U_{\text{кэ}} = 7 \text{ В}$ , кривая 5 – АХ усилителя при  $U_{\text{бэ}} = 0 \text{ В}$ ,  $U_{\text{кэ}} = 8 \text{ В}$ .

Анализ характеристик, приведенных на рис. 7.18, позволяет установить следующее. Предлагаемый корректор дает возможность плавно изменять наклон АХ усилителя в области больших выходных напряжений, обеспечить постоянство дифференциального коэффициента усиления вплоть до выходного напряжения, равного 85% от максимального значения, то есть практически в два раза увеличить выходную мощность, ограниченную областью линейной работы усилителя.

На рис. 7.19 приведена форма огибающей усиленного тестового восьмиступенчатого телевизионного радиосигнала яркости, полученная в случае использования (кривая 1) и без использования (кривая 2) корректора, где  $U_{\text{ВЫХ}}$  – выходное напряжение.

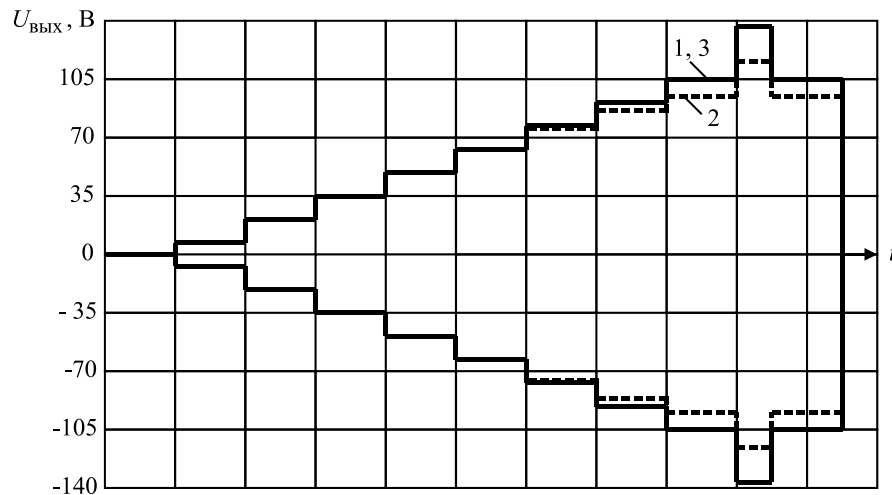


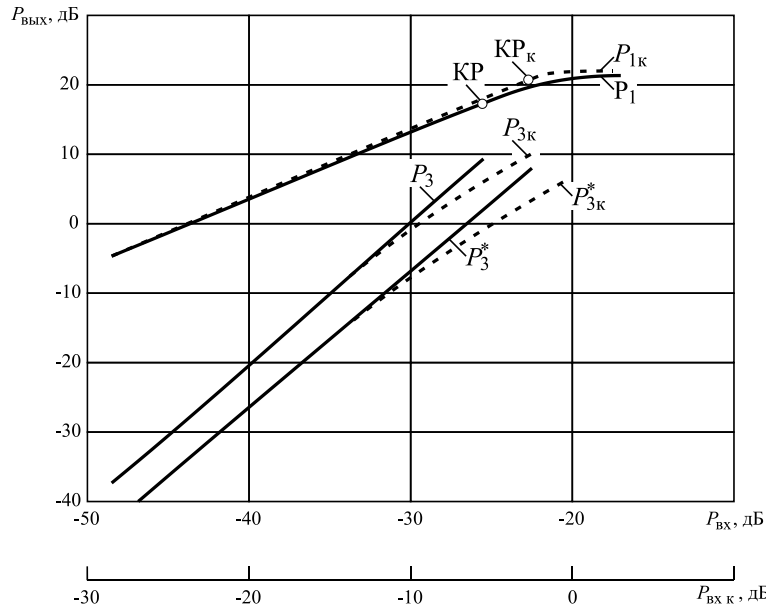
Рис. 7.19. Экспериментально измеренная форма огибающей усиленного тестового восьмиступенчатого телевизионного радиосигнала яркости при использовании и без использования корректора

Величина нормированного значения амплитуды входного сигнала в синхроимпульсе в обоих случаях выбрана равной  $U_{\text{вхэф}}/E_{\text{Гэф0}} = 3,3$ , где  $U_{\text{вхэф}}$  – эффективное значение амплитуды входного сигнала в синхроимпульсе. Частота несущего колебания выбрана равной частоте радиосигнала изображения третьего канала телевидения ( $f = 77,25$  МГц). Кривая 3 соответствует огибающей тестового восьмиступенчатого телевизионного радиосигнала яркости, поступающего на вход усилителя и нормированного относительно выходного сигнала. Масштаб времени на оси абсцисс не обозначен. Кривые 1 и 3 практически совпадают. Сжатие синхроимпульсов не превышает 2 %, что соответствует эксплуатационно-техническим нормам, предъявляемым к усилителям телевизионных передатчиков [17, 18]. Максимальный уровень выходной мощности рассматриваемого усилителя 147 Вт; уровень выходной мощности, ограниченный сжатием синхроимпульсов телевизионного радиосигнала изображения на 2 %, не менее 125 Вт; коэффициент усиления 14 раз.

Поскольку корректор вносит предыскажения во входной сигнал, представляется целесообразным осуществить сравнительную оценку интермодуляционных искажений третьего порядка в ПУМ без использования и с использованием корректора. Результаты измерения интермодуляционных искажений третьего порядка в рассматриваемом усилителе приведены на рис. 7.20.

Интермодуляционные искажения третьего порядка измерялись для двух случаев: при условии равенства амплитуд сигналов двухчастотного входного воздействия; при возбуждении усилителя двухчастотным входным воздействием с отношением мощностей сигналов 1:10, что соответствует отношению мощности радиосигнала звукового сопровождения и мощности радиосигнала изображения в синхроимпульсе [17, 18]. Частоты сигналов на

входе были выбраны равными частотам радиосигнала изображения и звукового сопровождения третьего канала телевидения [54].



**Рис. 7.20.** Экспериментальные зависимости мощности первой гармоники и мощности интермодуляционной составляющей третьего порядка выходного сигнала усилителя от мощности входного сигнала

По оси абсцисс на рис. 7.20 отложена мощность входного сигнала, соответствующего радиосигналу изображения, выраженная в децибелах относительно ватта, по оси ординат отложена выходная мощность, также выраженная в децибелах относительно ватта [61]. При этом приняты следующие обозначения:  $KP$  и  $KP_K$  – точки компрессии коэффициента передачи усилителя без использования и с использованием корректора соответственно [61];  $P_{ВХ}$  – мощность на входе усилителя без корректора;  $P_{ВХК}$  – мощность на входе усилителя с корректором;  $P_1$  – мощность первой гармоники на выходе усилителя без корректора;  $P_{1К}$  – мощность первой гармоники на выходе усилителя с корректором;  $P_3$  – мощность интермодуляционной составляющей третьего порядка на выходе усилителя без корректора, при условии равенства амплитуд сигналов двухчастотного входного воздействия;  $P_{3К}$  – мощность интермодуляционной составляющей третьего порядка на выходе усилителя с корректором, при условии равенства амплитуд сигналов двухчастотного входного воздействия;  $P_3^*$  – мощность интермодуляционной составляющей третьего порядка на выходе усилителя без корректора, при возбуждении усилителя двухчастотным входным воздействием с отношением мощностей сигналов 1:10;  $P_{3К}^*$  – мощность интермодуляционной составляющей третьего порядка на выходе усилителя с корректором, при возбуждении усилителя

двухчастотным входным воздействием с отношением мощностей сигналов 1:10.

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 7.20, позволяет сделать следующие выводы. При равных выходных мощностях усилителей, соответствующих точке компрессии коэффициента передачи усилителя без использования корректора, интермодуляционные искажения третьего порядка в усилителе с корректором на 2...4 дБ меньше, чем в усилителе без корректора. При выходных мощностях усилителей, соответствующих точкам компрессии их коэффициентов передачи, интермодуляционные искажения третьего порядка в усилителе с корректором и в усилителе без корректора примерно равны. При малых уровнях входных воздействий интермодуляционные искажения также оказываются равными.

Таким образом, использование корректора приводит к уменьшению коэффициента усиления усилителя ориентировочно на 20 дБ, однако позволяет практически в два раза увеличить его выходную мощность, соответствующую линейной области работы усилителя, при неизменном уровне интермодуляционных составляющих третьего порядка в спектре выходного сигнала. Несмотря на простоту исполнения, корректор обладает возможностью плавной регулировки величины линейного участка амплитудной характеристики и скорости нарастания коэффициента передачи в нелинейной области работы. Применение рассматриваемого корректора совместно с оптимизацией базового смещения транзисторов усилителя, работающих в режиме с отсечкой, позволяет осуществлять разработку полосовых усилителей мощности с повышенными энергетическими характеристиками.

Результаты исследований этого раздела использованы при проектировании усилителя, описанного в разделе 8.12.

### ***Контрольные вопросы***

1. Расскажите физику работы диплексера, применяемого в ТВ передатчиках для независимого сложения в нагрузке радиосигналов изображения и звукового сопровождения?
2. В чем преимущества использования раздельного усиления радиосигналов изображения и звукового сопровождения?
3. По каким причинам раздельное усиление радиосигналов изображения и звукового сопровождения не применялось до настоящего времени в маломощных ТВ передатчиках?
4. В соответствии с рис. 7.6 в дециметровом диапазоне волн выходная мощность усилителя звукового сопровождения с учетом потерь в диплексере должна составлять 60...70 % от величины выходной мощности усилителя радиосигнала изображения. Какой характеристикой ТВ передатчика необходимо пожертвовать для уменьшения требуемого уровня выходной мощности усилителя звукового сопровождения.
5. Биполярный транзистор, подключенный к входу ПУМ (см. рис. 7.9), выполняет роль самоуправляемого ограничителя мощных входных сигналов. Расскажите физику его работы.
6. Какой элемент схемы, приведенной на рис. 7.10, надо изменить и в какую сторону, чтобы повысить чувствительность схемы защиты усилителя от рассогласования с нагрузкой?
7. Нарисуйте форму сигнала на выходе корректора полосового усилителя мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики (рис. 7.17) при двух значениях  $U_{\text{ВЫХЭФ}}$  равных 30 и 90 В (см. рис. 7.18).

## 8. ПРАКТИЧЕСКАЯ СХЕМОТЕХНИКА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ И ПОЛОСОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

В настоящем разделе приводятся описания различных схемных решений построения сверхширокополосных и полосовых усилителей мощности ОВЧ - и УВЧ-диапазонов.

### 8.1. Усилитель мощности телевизионного передатчика с отдельным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения

В устройствах теле- и радиовещания, системах линейной и нелинейной радиолокации, измерительной технике и экспериментальной физике в ряде случаев возникает проблема линейного сложения в нагрузке мощности двух независимых сигналов с относительной расстройкой между ними, не превышающей нескольких процентов.

В телевизионных передатчиках с выходной мощностью более 1 кВт сложение радиосигналов изображения и звукового сопровождения осуществляется с помощью диплексов [54], состоящих из направленных ответвителей (трехдецибелльных мостов сложения) и режекторных фильтров (см. рис. 7.1). В маломощных передатчиках, из-за больших габаритных размеров известных в настоящее время диплексов, отдельное усиление не используется.

На рис. 8.1 приведена функциональная схема усилителя мощности телевизионного передатчика 12 канала телевидения с отдельным усилением радиосигналов изображения (РИ) и звукового сопровождения (РЗ), разработанного на основе исследований описанных в разделах 4.2, 7.2, 7.4 и состоящего из двух идентичных ПУМ [21], двух делителей и одного сумматора мощности, выполненных на направленных ответвителях  $HO_1 - HO_3$ .

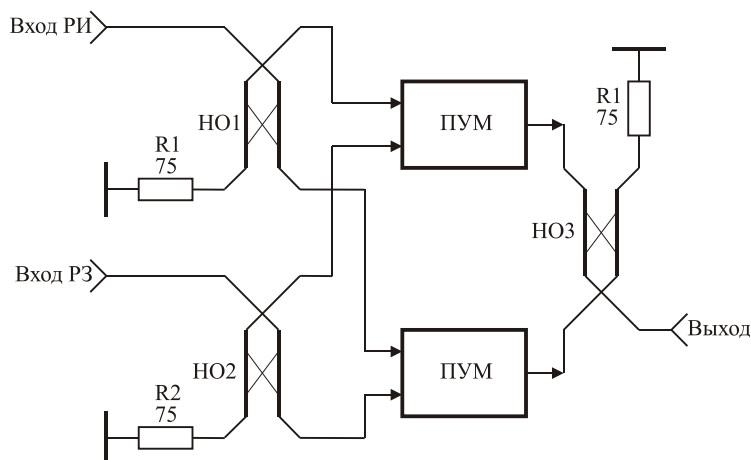


Рис. 8.1. Функциональная схема усилителя мощности телевизионного передатчика 12 канала телевидения с отдельным усилением радиосигналов изображения и звукового сопровождения

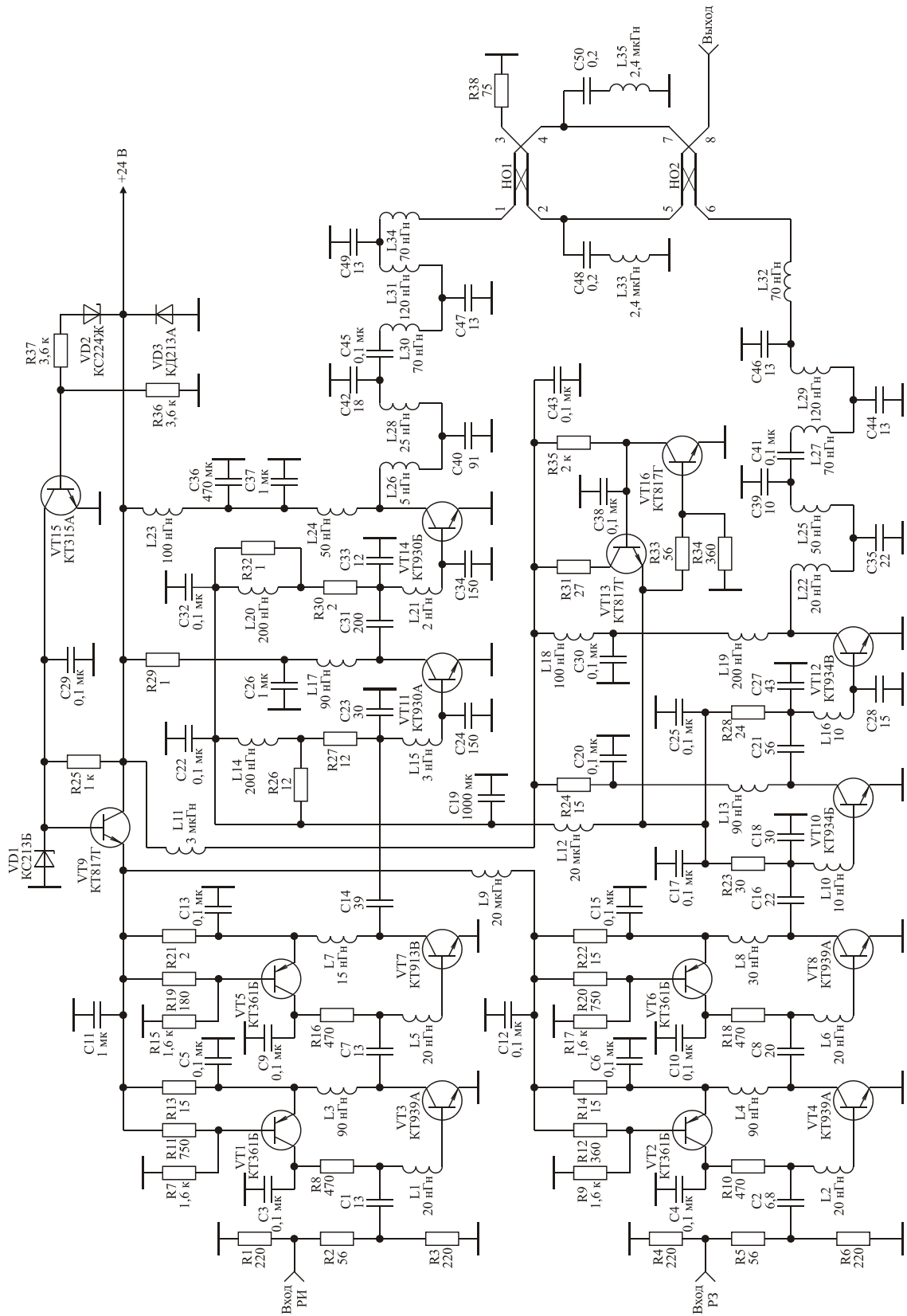


Рис. 8.2. Принципиальная схема полосового усилителя мощности.

В ПУМ использованы малогабаритные диплексеры (см. раздел 7.2), обеспечивающие уровень интермодуляционных составляющих в нагрузке не более чем минус 60 дБ без применения дополнительных полосовых либо режекторных фильтров. Принципиальная схема ПУМ приведена на рис. 8.2.

Конструктивно ПУМ выполнен в виде трех отдельных секций, расположенных в одном корпусе. На рис. 8.3 приведены чертежи печатных плат ПУМ, на рис. 8.4 показано расположение элементов, на рис. 8.5 дана фотография внешнего вида усилителя.

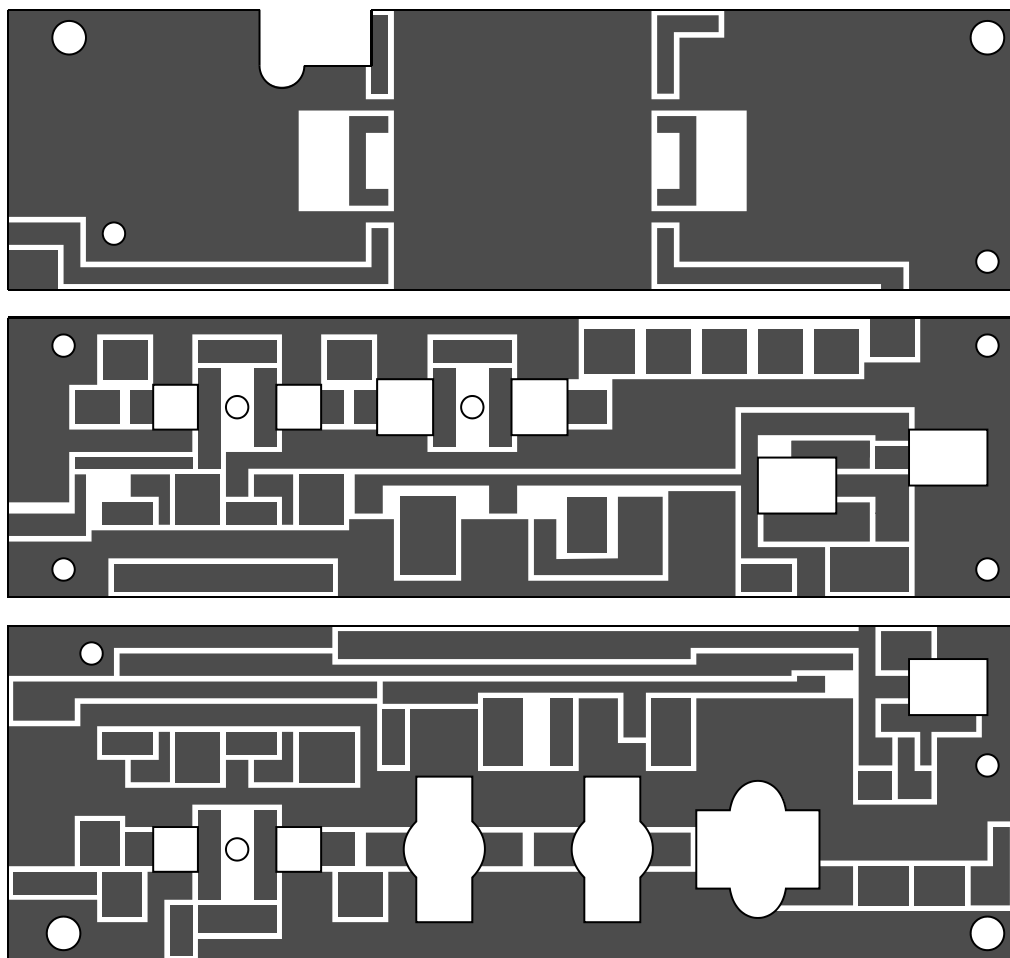


Рис. 8.3. Чертежи печатных плат полосового усилителя мощности

Усилитель мощности состоит из канального усилителя радиосигнала изображения (РИ) на транзисторах  $VT3$ ,  $VT7$ ,  $VT11$ ,  $VT14$ ; канального усилителя радиосигнала звукового сопровождения (PЗ) на транзисторах  $VT4$ ,  $VT8$ ,  $VT10$ ,  $VT12$ ; диплексера на направленных ответвителях  $HO_1$  и  $HO_2$ ; стабилизатора напряжения базового смещения на транзисторах  $VT13$ ,  $VT16$ ; стабилизатора напряжения питания входных каскадов на транзисторе  $VT9$ ; защиты от превышения напряжением питания номинального значения.

Первые два каскада канальных усилителей работают в режиме класса А и выполнены с использованием межкаскадных корректирующих цепей второго порядка [62].



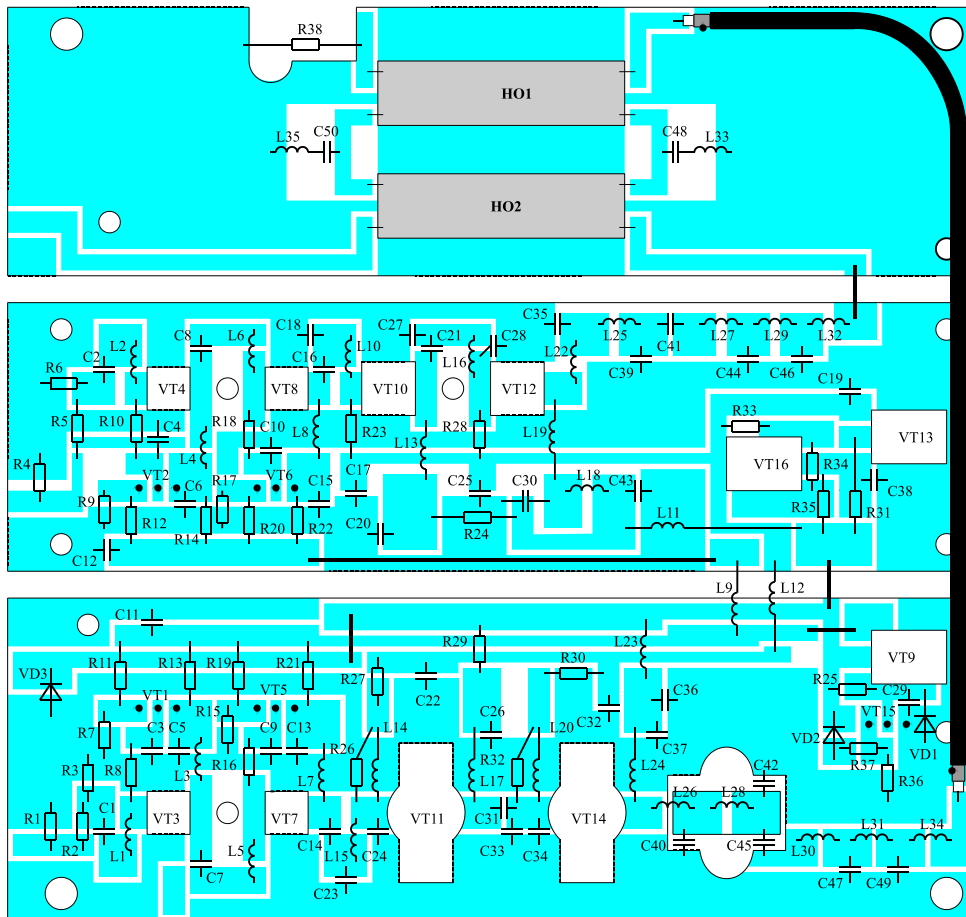


Рис. 8.4. Чертежи печатных плат полосового усилителя мощности с расположением элементов



Рис. 8.5. Фотография внешнего вида полосового усилителя мощности

Стабилизация токов покоя каскадов достигается благодаря применению схемы активной коллекторной термостабилизации [20], а сами токи покоя устанавливаются подбором номиналов резисторов  $R11$ ,  $R12$ ,  $R19$ ,  $R20$ . Для транзисторов  $VT3$ ,  $VT4$ ,  $VT7$ ,  $VT8$  токи покоя равны 0,2; 0,1; 0,4; 0,2 А соответственно.

Выходные и предоконечные каскады усилителей работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизатором напряжения базового смещения [21]. Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора  $R34$ , стоящего в цепи базы транзистора  $VT16$ . В выходных и предоконечных каскадах использованы полосовые межкаскадные корректирующие цепи пятого порядка [63], обеспечивающие высокие технические характеристики усилителя и обладающие простотой конструктивной реализации и настройки.

На выходах канальных усилителей включены трансформаторы сопротивлений с коэффициентом трансформации 1:25 в канале усиления радиосигнала изображения и 1:4 в канале усиления радиосигнала звукового сопровождения, выполненные в виде фильтров нижних частот четвертого порядка [40] (элементы  $L26$ ,  $C40$ ,  $L28$ ,  $C42$  и  $L22$ ,  $C35$ ,  $L25$ ,  $C39$ ).

Для подавления высших гармонических составляющих в спектре выходного сигнала, после трансформаторов импедансов включены чебышевские фильтры нижних частот пятого порядка [27] (элементы  $L30$ ,  $C47$ ,  $L31$ ,  $C49$ ,  $L34$  и  $L27$ ,  $C44$ ,  $L29$ ,  $C46$ ,  $L32$ ).

Каждый из направленных ответвителей диплексера выполнен из двух проводов марки МГТФ 1·0,35 длиной 31 см, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор диаметром 5...10 мм [21]. Изолятор помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран, имеющий продольную щель вдоль всей своей длины и плотно обжимающий намотанные на изолятор провода. Переходное затухание ответвителей на центральной рабочей частоте 226 МГц равно 3 дБ. Режекторные фильтры диплексера, состоящие из элементов  $L33$ ,  $C48$  и  $L35$ ,  $C50$ , выполнены в виде последовательного соединения воздушных конденсаторов с емкостью порядка 0,2 пФ и индуктивностей, изготовленных из луженого медного провода диаметром 1,5 мм. Настраиваются режекторные фильтры на частоту радиосигнала звукового сопровождения. Собственная добротность фильтров составляет величину порядка 350...400, что позволяет выполнить требования ГОСТ [17,18], предъявляемые к неравномерности амплитудно-частотной характеристики канала усиления радиосигнала изображения.

Радиосигнал звукового сопровождения, попадая на вход 6 НО<sub>2</sub>, делится поровну между выходами 5 и 7, достигая режекторных фильтров отражается от них и складывается в фазе на выходе 8. Точная подстройка режекторных фильтров, необходимая для минимизации сопутствующей паразитной амплитудной модуляции [17, 18], осуществляется с помощью заземленных металлических штырей, вводимых в области соединения конденсаторов

и индуктивностей фильтров. Для примера на рис. 8.6 приведена фотография диплексера 5-го канала ТВ, выполненного в отдельном корпусе, где хорошо видны штыри точной подстройки режекторных фильтров.

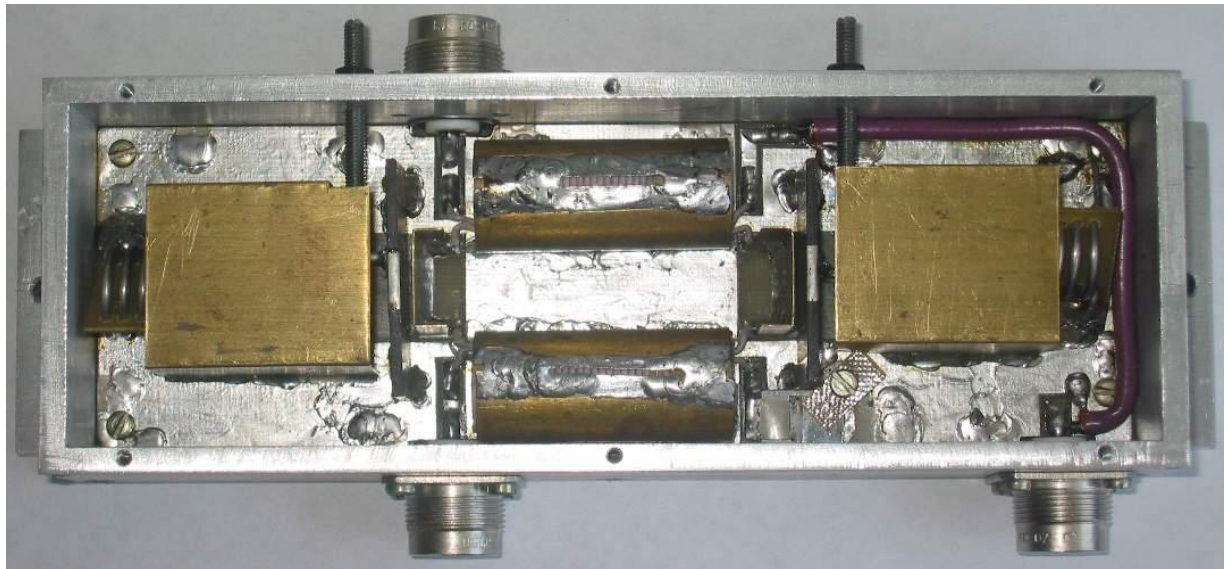


Рис. 8.6. Фотография диплексера 5-го канала ТВ

Для минимизации интермодуляционных искажений, обусловленных взаимодействием радиосигналов изображения и звукового сопровождения, требуется реализация максимальной развязки между сигнальными входами диплексера. Это достигается с помощью регулирования длины продольной щели металлических экранов направленных ответвителей диплексера. При работе усилителя мощности на стандартную нагрузку 75 Ом развязка между сигнальными входами описанного выше диплексера составляет величину порядка 25...30 дБ.

Защита от превышения напряжением питания номинального значения, выполненная на стабилитроне *VD2*, срабатывает при величине питающего напряжения 25,5 В. Диод *VD3* установлен для защиты транзисторов усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

Настройка усилителя мощности состоит из следующих этапов.

Вначале производится покаскадная настройка входных каскадов канальных усилителей. Для этого с помощью резисторов *R11*, *R12*, *R19*, *R20* устанавливаются токи покоя транзисторов *VT3*, *VT4*, *VT7*, *VT8*. Затем в качестве нагрузки транзистора *VT3* через разделительный конденсатор подключается резистор 75 Ом. Подбором конденсатора *C1* достигается равномерная амплитудно-частотная характеристика каскада в полосе 49...230 МГц. После этого в цепи коллектора транзистора *VT7* устанавливается катушка индуктивности *L7* величиной 200...400 нГн и в качестве нагрузки транзистора *VT7* подключается резистор 75 Ом. Подбором конденсатора *C7* достигается равномерная амплитудно-частотная характеристика двух первых каскадов усилителя ра-

диосигнала изображения. Аналогично настраиваются первые два каскада усилителя радиосигнала звукового сопровождения.

Настройка каскада на транзисторе  $VT11$  начинается с подключения на его выход нагрузки 75 Ом, замены резистора  $R29$  на двухваттный резистор сопротивлением 10 Ом и установки с помощью резистора  $R34$  тока покоя транзистора  $VT11$  равным 0,2...0,3 А. Двухваттный резистор необходим для защиты транзистора  $VT11$  от выгорания при возможном самовозбуждении схемы во время настройки. Формирование амплитудно-частотной характеристики каскада с помощью межкаскадной корректирующей цепи, состоящей из элементов  $L7$ ,  $C14$ ,  $C23$ ,  $L15$ ,  $C24$ , производится в следующей последовательности. При заданных нижней  $f_H$  и верхней  $f_B$  частотах полосы пропускания усилителя радиосигнала изображения подбором конденсатора  $C23$  устанавливается максимально возможный коэффициент усиления настраиваемых каскадов на частоте  $f_B$ . Далее величина индуктивности  $L7$  изменяется так, чтобы на частоте  $f_H$  коэффициент усиления каскадов также стал максимально возможным. Если окажется, что на частоте  $f_H$  коэффициент усиления больше, чем на частоте  $f_B$ , следует уменьшить величину конденсатора  $C14$  и заново найти оптимальное значение индуктивности  $L7$ .

Перед настройкой оконечного каскада необходимо отключить режекторные фильтры диплексера и осуществить поочередную настройку фильтра нижних частот и трансформатора импедансов, стоящих на выходе усилителя радиосигнала изображения. Настройка оконечного каскада производится аналогично настройке каскада на транзисторе  $VT11$ . Однако ток покоя транзистора  $VT14$  может быть увеличен до величины 0,4...0,6 А.

После формирования амплитудно-частотной характеристики усилителя радиосигнала изображения, осуществляемого в режиме малого сигнала, резистор  $R34$  в базе транзистора  $VT16$  увеличивается до величины, при которой ток покоя транзистора  $VT14$  становится равным 50...100 мА. На вход усилителя подается сигнал яркости 12 канала и проверяется отсутствие самовозбуждения усилителя при различных уровнях входного воздействия. После этого 10 - омные резисторы в коллекторных цепях транзисторов  $VT11$ ,  $VT14$  заменяются на резистор 1 Ом и индуктивность 100 нГн соответственно, и осуществляется измерение максимальной величины выходной мощности настраиваемого усилителя. Варьируя в небольших пределах величинами элементов трансформатора импедансов  $L26$  и  $C40$ , можно дополнительно подстроить усилитель на максимум отдаваемой мощности. Линеаризация амплитудной характеристики усилителя достигается соответствующим выбором токов покоя транзисторов  $VT11$  и  $VT14$ , которая производится после настройки усилителя на максимальную выходную мощность.

Аналогично настраиваются предоконечный и выходной каскады усилителя радиосигнала звукового сопровождения. Питание усилителя радиосигнала изображения при этом отключается. Отличие в настройке заключает-

ся в выборе меньших токов покоя транзисторов *VT10* и *VT12* и в том, что при отключенных режекторных фильтрах радиосигнал звукового сопровождения будет выделяться не в нагрузке, а в балластном сопротивлении диплексера *R38*.

После настройки канальных усилителей к диплексеру подключаются режекторные фильтры, и происходит их настройка на частоту радиосигнала звукового сопровождения.

Коэффициенты усиления канальных усилителей регулируется с помощью резистивных аттенуаторов, стоящих на их входах.

Печатные платы усилителя радиосигнала изображения, усилителя радиосигнала звукового сопровождения и диплексера размерами 180·60 мм, 180·50 мм и 180·50 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 3 мм. Пунктирной линией на рис. 8.3 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Транзисторы *VT3*, *VT4*, *VT7-VT14*, *VT16* крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Однако между транзисторами *VT9*, *VT13*, *VT16* и основанием следует устанавливать слюдяные прокладки и перед настройкой усилителя убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами этих транзисторов и земляной шиной.

Один из выводов элементов *L26*, *C40*, *C42* трансформатора импедансов припаивается к металлизированным площадкам керамической подложки, имеющей размеры 19·9 мм [38]. У катушки индуктивности *L28* оба вывода припаиваются к металлизированным площадкам подложки. Подложка прижимается к основанию стеклотекстолитовой пластиной. Нижняя часть подложки перед установкой смазывается теплопроводящей пастой. Это необходимо для устранения перегрева элементов трансформатора.

ПУМ выполнен в корпусе размером 190·180·35 мм, состоящем из трех отдельных секций, в которых размещены канальные усилители и диплексер. При длительной работе усилителя его необходимо устанавливать на радиатор. Достоинством рассматриваемого схемного решения и разработанной печатной платы является возможность перестройки собранного усилителя на любой из 1...12 каналов телевидения. При настройке на 1...5 каналы входные каскады канальных усилителей не используются.

Основные характеристики усилителя: выходная мощность радиосигнала изображения 140 Вт; выходная мощность радиосигнала звукового сопровождения 14 Вт; входное напряжение радиосигнала изображения 0,7 В; входное напряжение радиосигнала звукового сопровождения 0,3 В; рабочий диапазон частот – 12 канал телевидения; напряжение питания 24 В; максимальная величина потребляемого тока 16 А; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом; остальные параметры по ГОСТ [17, 18].

## 8.2. Экономичный сверхширокополосный усилитель мощности с защитой от перегрузок

Многооктавные усилители мощности используются для увеличения выходной мощности генераторов стандартных сигналов, для построения систем линейной и нелинейной радиолокации [4]. Кроме того, в настоящее время интенсивно развивается новая область техники – сверхширокополосные радиосистемы, в которых СУМ являются необходимым функциональным элементом.

В СУМ метрового диапазона традиционным является использование транзисторов в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой. Но в этом случае они используются по мощности на 55...65 %, а их КПД при усилении изменяющихся по амплитуде сигналов составляет несколько процентов. Повышение выходной мощности и КПД рассматриваемых усилителей возможно благодаря использованию автоматической регулировки потребляемого тока. Однако известные схемные решения построения СУМ с АРТ предназначены для работы на согласованную нагрузку, что значительно сокращает область применения таких усилителей и объясняет отсутствие информации об их разработке.

Для устранения указанного недостатка в разделе 1.7 предложена функциональная схема построения СУМ с совмещенной системой регулирования и защиты (рис. 1.24). В качестве широкополосного датчика высокочастотного тока в экономичном СУМ может быть использован датчик, описанный в [64] (рис. 8.7).

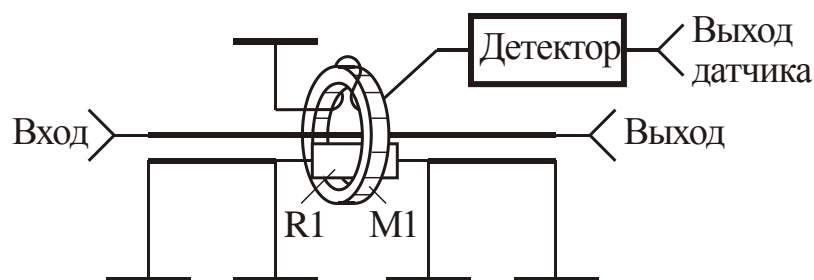


Рис. 8.7. Схема широкополосного датчика высокочастотного тока

Широкополосный датчик высокочастотного тока работает следующим образом. При протекании через двухпроводную линию передачи противофазных высокочастотных токов в сердечнике  $MI$  образуется высокочастотное магнитное поле, в результате чего на концах однослойной обмотки намотанной на сердечнике  $MI$  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  $MI$  контур с сопротивлением равным сопротивлению резистора  $R1$ . Использо-



ние 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 основе функциональной схемы приведенной на рис. 1.24 и схемы датчика высокочастотного тока разработан СУМ с повышенным КПД и максимальным уровнем выходной мощности 20 Вт.

Принципиальная схема СУМ с АРТ, предназначенного для работы на несогласованную нагрузку, имеющего защиту от перегрузки по входу, защиту от превышения напряжением питания своего номинального значения и в котором устранено влияние эффекта детектирования на уровень выходной мощности усилителя, приведена на рис. 8.8.

Усилитель содержит четыре каскада усиления на транзисторах  $VT2$ ,  $VT4$ ,  $VT7$ ,  $VT10$ , трансформатор импедансов  $Tr1$ , датчик выходного напряжения представляющий собой делитель на резисторах  $R28$ ,  $R30$  и детектор на диоде  $VD5$ , широкополосный датчик высокочастотного тока на сердечнике  $M1$  и диоде  $VD7$ , схему управления током потребления на транзисторах  $VT6$ ,  $VT9$ ,  $VT11$  и резисторах  $R24$ ,  $R25$ , схему автоматической регулировки усиления с задержкой на транзисторах  $VT5$ ,  $VT8$ ,  $VT11$  и стабилитроне  $VD2$ , схему защиты от превышения напряжением питания своего номинального значения на стабилитроне  $VD4$ .

Первые два каскада усиления работают в режиме с фиксированной рабочей точкой, с токами покоя транзисторов  $VT2$ ,  $VT4$  равными 0,2 и 0,6 А соответственно. Стабилизация токов покоя каскадов достигается за счет применения активной коллекторной термостабилизации, а сами токи покоя устанавливаются подбором номиналов резисторов  $R6$  и  $R11$ .

Выходной и предоконечный каскады усилителя работают в режиме с автоматической регулировкой потребляемого тока. Начальные токи потребления транзисторов  $VT7$ ,  $VT10$ , равные 0,6 и 0,8 А, устанавливаются подбором номиналов резисторов  $R17$  и  $R22$ , а максимальные значения токов потребления каждого из каскадов устанавливается подбором номиналов резисторов  $R24$  и  $R25$ .

Линейность амплитудной характеристики СУМ с АРТ зависит от выбора области регулирования потребляемого тока и может быть значительно выше линейности СУМ с фиксированной рабочей точкой. Поэтому в процессе настройки начальные токи потребления транзисторов  $VT7$ ,  $VT10$  могут быть изменены.

Во всех каскадах усилителя использованы реактивные межкаскадные корректирующие цепи третьего порядка (см. раздел 3.3), где в качестве одного из элементов корректирующей цепи используется реактивная составляющая входного импеданса транзистора.

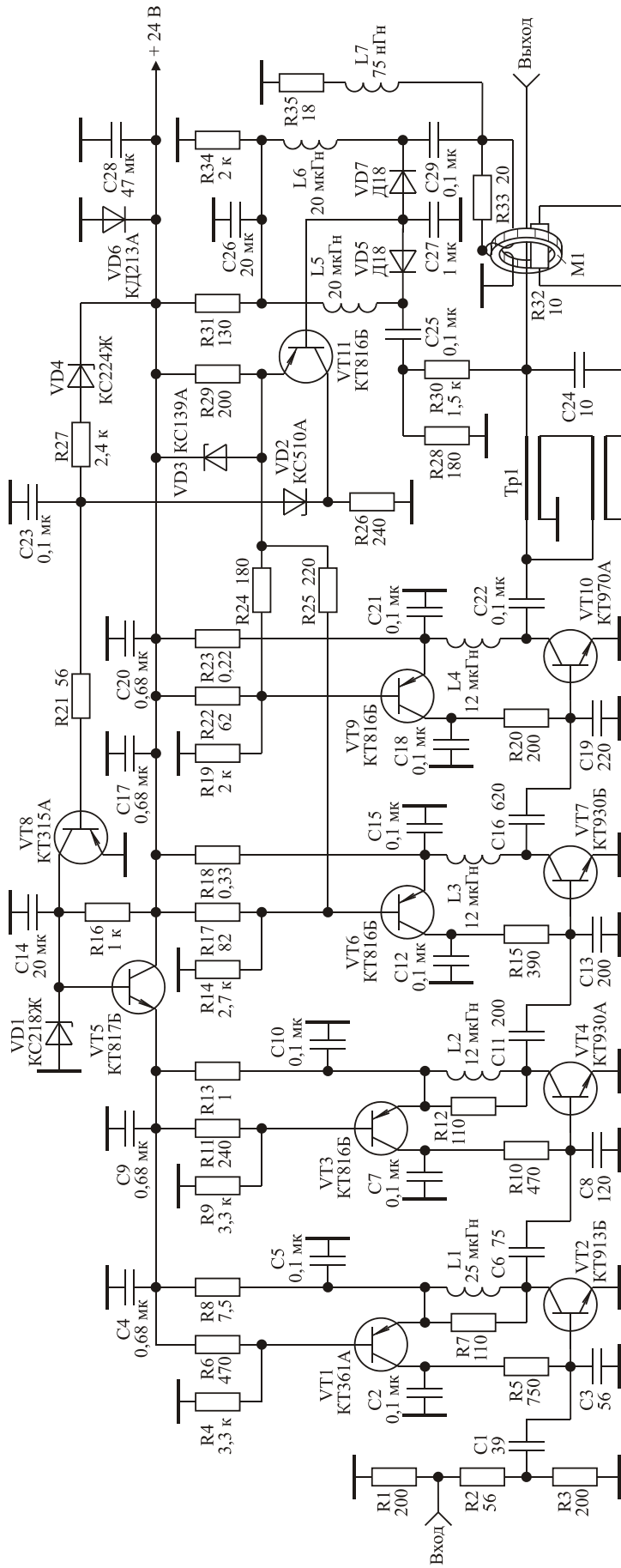


Рис. 8.8. Принципиальная схема экономичного сверхширокополосного усилителя мощности с защитой от перегрузок.



Оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора, на которое он отдает максимальную мощность, составляет единицы Ом. Поэтому между выходным каскадом и нагрузкой усилителя включен трансформатор импедансов  $Tr1$  с коэффициентом трансформации 1:4, выполненный на длинных линиях с волновым сопротивлением 37 Ом и длиной 12 см.

Работа системы регулирования потребляемого тока заключается в следующем. При работе на нагрузку 75 Ом датчики выходного напряжения и выходного тока выдают одинаковые управляющие напряжения, пропорциональные уровню выходного сигнала. В исходном состоянии, при отсутствии входного воздействия, напряжения на базах транзисторов  $VT6$ ,  $VT9$  и эмиттере транзистора  $VT11$  равны. С появлением выходного сигнала появляется управляющее напряжение, уменьшающее напряжение на эмиттере транзистора  $VT11$ . Это напряжение через резисторы  $R24$  и  $R25$  подается на базы транзисторов  $VT6$ ,  $VT9$  приводя к открыванию транзисторов  $VT7$  и  $VT10$ . Достоинством такого способа управления токами потребления является исключение влияния детекторного эффекта на уровень выходной мощности СУМ при одновременной термостабилизации рабочих точек транзисторов  $VT7$ ,  $VT10$  в случае постоянной выходной мощности усилителя.

При работе на нагрузку более 75 Ом, сигнал управления формируется датчиком выходного напряжения и ток, потребляемый транзисторами  $VT7$ ,  $VT10$ , пропорционален выходному напряжению. При работе на нагрузку менее 75 Ом, сигнал управления формируется датчиком выходного тока и ток, потребляемый транзисторами  $VT7$ ,  $VT10$ , оказывается пропорциональным выходному току. В результате рассматриваемый усилитель 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, минимален при сопротивлении нагрузки 75 Ом и возрастает как при уменьшении, так и при увеличении сопротивления нагрузки. Поэтому для ограничения области регулирования потребляемого тока заданным верхним пределом, в схему введен стабилитрон  $VD3$ , ограничивающий неконтролируемое уменьшение напряжения на эмиттере транзистора  $VT11$ .

Для защиты усилителя от холостого хода и короткого замыкания нагрузки, а также от перегрузки по входу, сигнал управления с коллектора транзистора  $VT11$  через стабилитрон  $VD2$ , подается на базу транзистора  $VT8$ . В исходном состоянии транзистор  $VT8$  закрыт. При работе усилителя на 75-омную нагрузку и при выходном напряжении, не превышающем определенного значения ограниченного областью линейной работы транзистора  $VT10$ , напряжение на коллекторе транзистора  $VT11$  оказывается меньше напряжения стабилизации стабилитрона  $VD2$ . При дальнейшем увеличении выходного напряжения, напряжение на коллекторе транзистора  $VT11$  оказывается

больше напряжения стабилизации стабилитрона  $VD2$ , транзистор  $VT8$  открывается, шунтируя стабилитрон  $VD1$  и уменьшая напряжение на базе транзистора  $VT5$ . Это приводит к уменьшению напряжения питания входных каскадов и уменьшению, вследствие этого, их коэффициентов усиления. Таким образом, рассматриваемая схема управления является стандартной 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. 8.9) размером 180·80 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм.

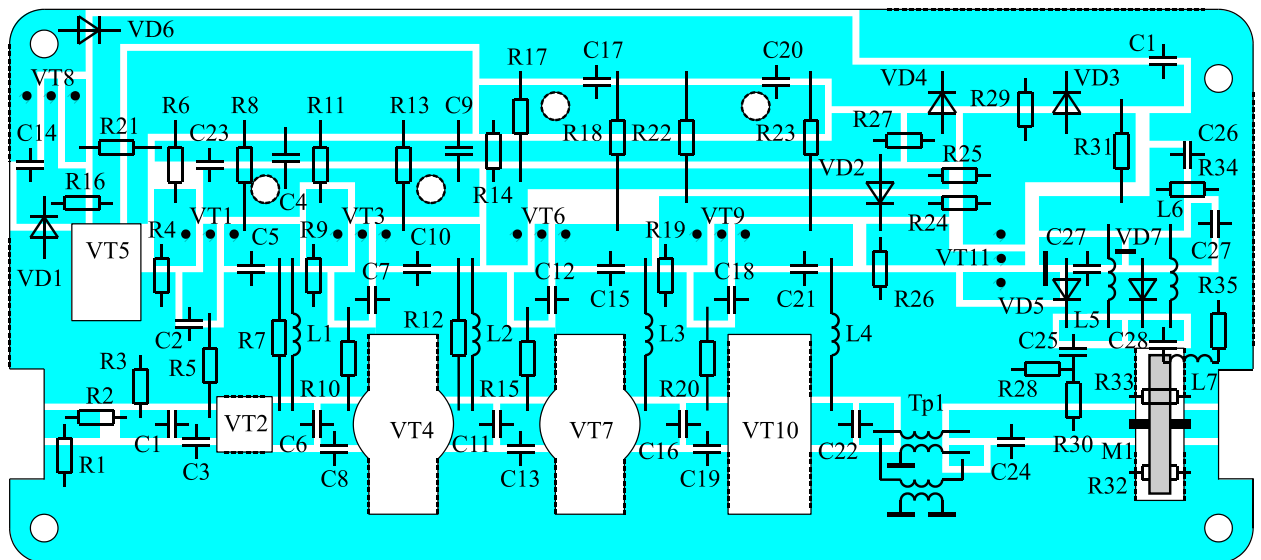


Рис. 8.9. Печатная плата СУМ с АРТ

Пунктирной линией на рис. 8.9 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Четыре отверстия диаметром 2 мм на плате также предназначены для электрического соединения нижней и верхней части платы в этих местах. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы. После металлизации торцов с помощью напильника выравнивается нижняя часть платы, и она устанавливается, как это видно на фотографии (рис. 8.10), в корпус.

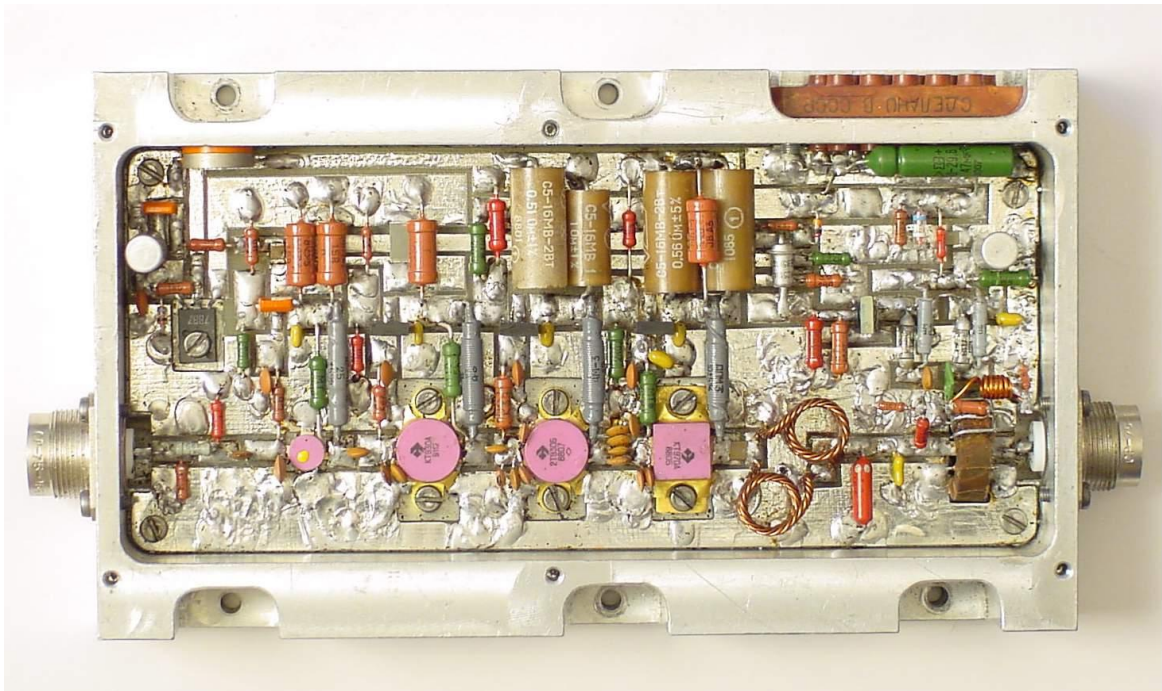


Рис. 8.10. Фотография СУМ с АРТ

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 величину конденсатора  $C1$  и заново подобрать конденсатор  $C3$ . Далее к первому каскаду подключается второй, и процесс настройки повторяется.

После формирования АЧХ усилителя в режиме малого сигнала, резисторы  $R17$  и  $R22$  заменяются на подстроечные и, при 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 2,5 и 3,5 А. В этом же режиме определяется номинальное значение выходной мощности усилителя, то есть 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, состоящей из элементов из элементов  $R35$ ,  $L7$ .

После настройки датчиков напряжения и тока, потенциометры в базовых цепях транзисторов  $VT6$  и  $VT9$  заменяются резисторами  $R17$  и  $R22$  и с помощью резистора  $R31$  на эмиттере транзистора  $VT11$  устанавливается напряжение 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 и 3,5 А и потенциометры заменяются резисторами  $R24$  и  $R25$  соответствующих номиналов. В этом же режиме работы измеряется напряжение между шиной питания и эмиттером транзистора  $VT11$  и между ними устанавливается стабилитрон  $VD3$  с напряжением стабилизации равным измеренному значению.

При выходной мощности превышающей номинальное значение на 5...10 % измеряется напряжение на коллекторе транзистора  $VT11$ . После чего в схеме устанавливается стабилитрон  $VD2$  с напряжением стабилизации равным измеренному значению. Затем осуществляется проверка работоспособности схемы защиты от перегрузки по входу и от холостого хода и короткого замыкания нагрузки.

Основные характеристики усилителя: полоса пропускания 10...250 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики  $\pm 1,5$  дБ; коэффициент усиления 35 дБ; максимальный уровень выходной мощности, не менее 20 Вт; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом; усилитель сохраняет работоспособность при изменении нагрузки от холостого хода до короткого замыкания; потребляемый ток в режиме молчания 2,2 А, в режиме максимальной выходной мощности 7 А; напряжение питания 24 В. Усилитель выполнен в корпусе размером 190·130·30 мм. При длительной работе усилителя его необходимо устанавливать на радиатор с использованием принудительной вентиляции.

### 8.3. Пикосекундный усилитель постоянного тока

Создание современных радиотехнических систем и устройств связано, в ряде случаев, с необходимостью применения в них усилителей импульсных сигналов со спектром, лежащим в полосе частот от нуля либо единиц герц до единиц гигагерц. Возможность построения указанных усилителей на основе использования многоканальных структур с частотным разделением каналов доказана в разделе 6.2.

Такая реализация позволяет применять каналные усилители, созданные с использованием достоинств схемных решений построения усилителей заданного частотного диапазона.

На рис. 8.11 приведена функциональная схема двухканального варианта пикосекундного усилителя, состоящего из аттенюатора, частотно-разделительных цепей, усилителя верхних частот (УВЧ), усилителя нижних частот (УНЧ) [46].

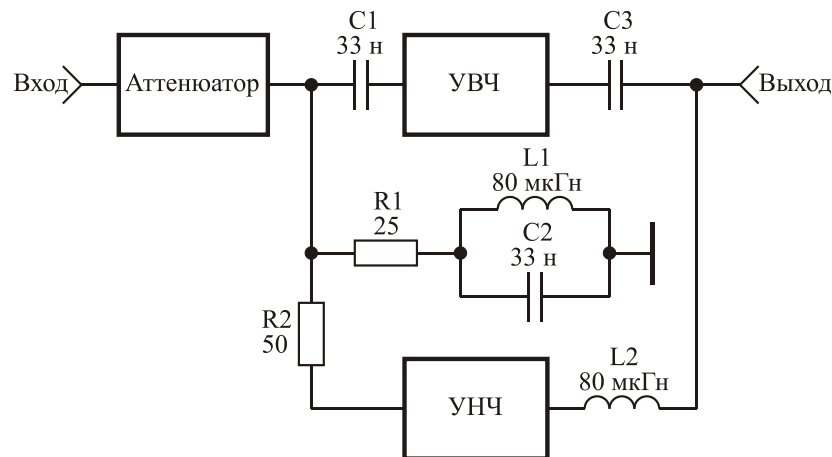


Рис. 8.11. Функциональная схема пикосекундного усилителя постоянного тока

Аттенюатор (рис. 8.12) реализован на основе двух полевых транзисторов типа АП326А, выходные емкости которых включены в фильтр нижних частот.

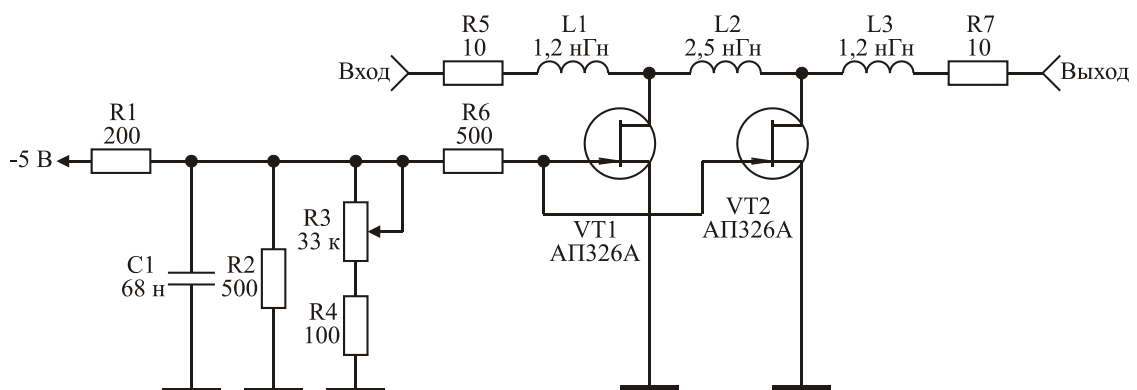


Рис. 8.12. Принципиальная схема аттенюатора

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. 8.13) состоит из трех идентичных модулей на полевых транзисторах АП602А и выходного каскада на биполярном транзисторе КТ963А, разработанных на основе схемных решений описанных в [4].

Токи покоя транзисторов модулей равны 160 мА. Стабилизация токов покоя осуществляется с помощью схемы активной стоковой термостабилизации на транзисторах КТ361А. В выходном каскаде использована эмиттерная термостабилизация (резистор  $R13$ ) и его ток покоя выбран равным 120 мА. Режимы работы транзисторов УВЧ устанавливались исходя из обеспечения минимального времени нарастания переходной характеристики. Полоса рабочих частот УВЧ равна 50 кГц...5,6 ГГц.

Выравнивание АЧХ модулей осуществляется с помощью цепей отрицательной обратной связи по напряжению (резистор  $R4$ ) во входных каскадах модулей, использования резистивных нагрузок (резистор  $R7$ ), включения емкостных составляющих выходных и входных импедансов транзисторов модулей в ФНЧ.

УНЧ пикосекундного усилителя (рис. 8.14) 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 [47]. Токи покоя транзисторов выходного каскада равны 80 мА, токи покоя остальных транзисторов УНЧ выбраны равными 20 мА. Настройка УНЧ по постоянному току сводится к подбору резисторов  $R3$ ,  $R8$ ,  $R9$ .

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

Частотно-разделительные цепи пикосекундного усилителя, с частотой стыковки 100 кГц, реализованы на основе схемного решения описанного в разделе 6.2.

Настройка пикосекундного усилителя заключается в следующем. Вначале производится поэтапная настройка модулей УВЧ, описанная в [46], и настройка УНЧ, описанная в [47]. После выравнивания канальных коэффициентов усиления, на входе и выходе пикосекундного усилителя устанавливаются частотно-разделительные цепи.

Варьируя значениями элементов  $R1$ ,  $L1$ ,  $C2$  (рис. 8.11) следует минимизировать искажения формы усиливаемых импульсных сигналов, обусловленные использованием частотно-разделительных цепей.

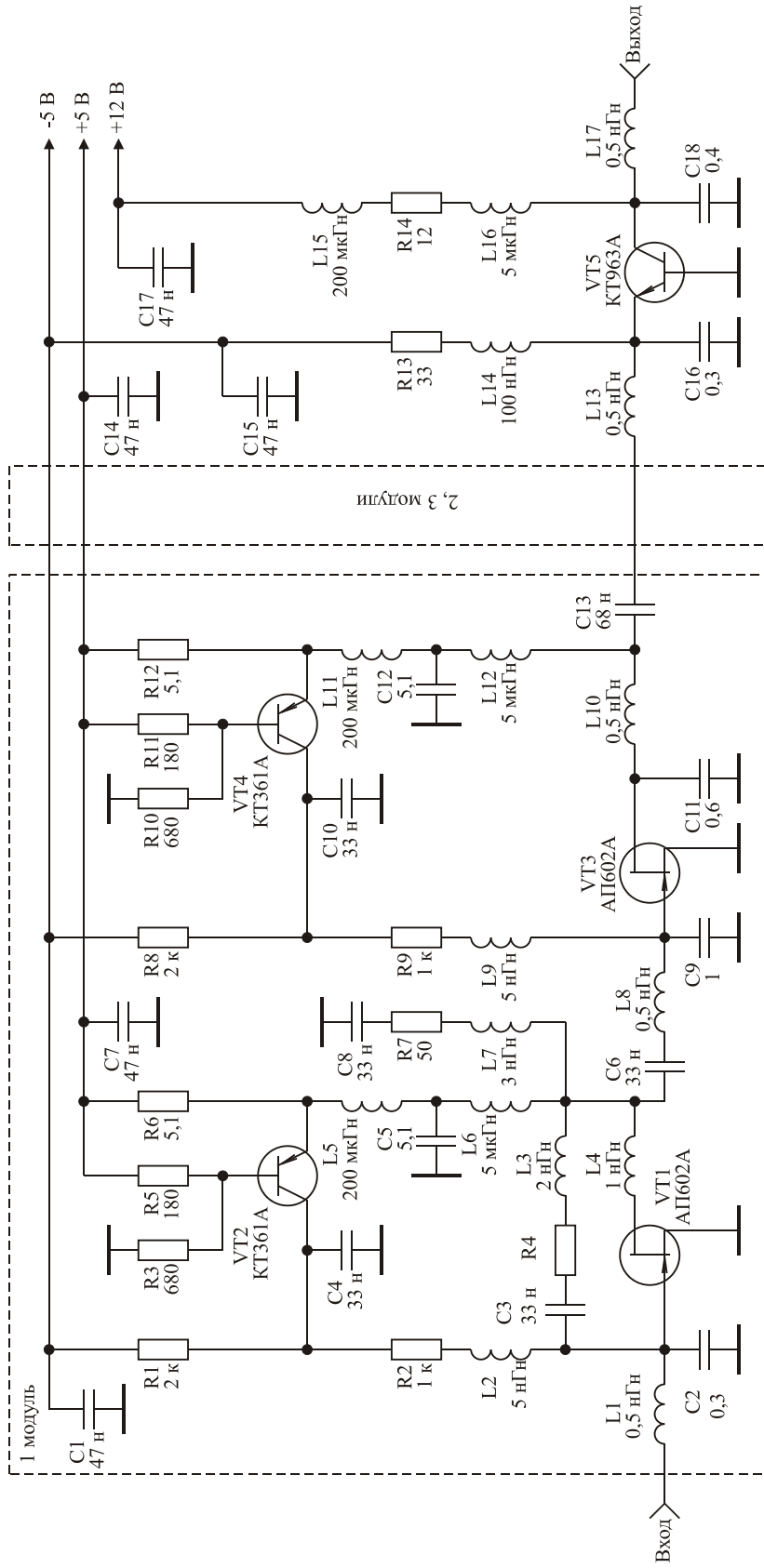


Рис. 8.13. Принципиальная схема усилителя верхних частот



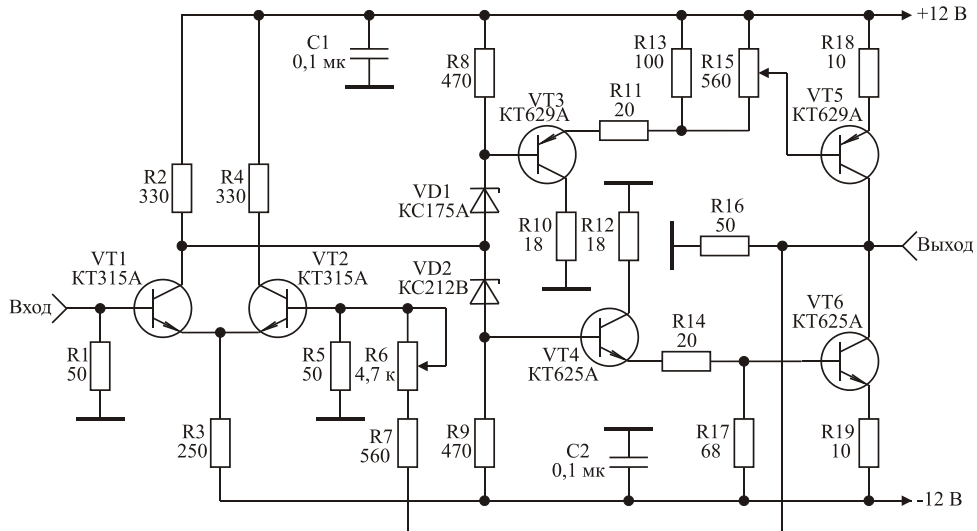


Рис. 8.14. Принципиальная схема усилителя нижних частот

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

#### 8.4. Усилитель мощности оптического модулятора

Усилители мощности используются в радиотехнических системах различного назначения, в частности в системах модуляции лазерного излучения. Требуемые уровни выходной мощности отдаваемой УМ превышают, как правило, возможности элементной базы. В диапазоне метровых и дециметровых волн повышение выходной мощности УМ достигается благодаря использованию кольцевых мостовых схем сложения, многополюсных сумматоров параллельного типа, направленных ответвителей с лицевой связью [15]. Однако в низкочастотной части указанного диапазона волн размеры перечисленных выше схем сложения оказываются значительными, что приводит к неоправданному увеличению общих габаритов разрабатываемых УМ.

Уменьшение габаритных размеров УМ возможно при использовании малогабаритных НО, предложенных в [48], модифицированный вариант которых описан в разделе 7.2.

На рис. 8.15 приведена принципиальная схема усилителя мощности [49], разработанного на основе исследований описанных в разделах 4.2, 7.3.



УМ содержит два идентичных канала усиления на транзисторах  $VT_2$ ,  $VT_4$ ; делитель мощности на направленном ответвителе  $HO_1$ ; сумматор на  $HO_2$ ; стабилизатор напряжения базового смещения на транзисторах  $VT_3$ ,  $VT_5$ ; схемы защиты от перегрузки по входу, от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиту.

Транзисторы канальных усилителей работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизатором базового смещения [21]. Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора  $R_8$  в цепи базы транзистора  $VT_5$ .

Во всех усилительных каскадах использованы полосовые корректирующие цепи четвертого порядка, методика параметрического синтеза которых описана в разделе 4.2, обеспечивающие высокие технические характеристики усилителя и достаточно простые в конструктивном исполнении и настройке.

На выходах канальных усилителей включены трансформаторы импедансов с коэффициентом трансформации 1:25, выполненные в виде фильтров нижних частот четвертого порядка [40] и обеспечивающие оптимальные условия работы транзисторов выходных каскадов (элементы  $L_{10}$ ,  $C_9$ ,  $L_{11}$ ,  $C_{11}$ ).

Для подавления высших гармонических составляющих в спектре выходного сигнала, после сумматора на  $HO_2$  включен чебышевский фильтр нижних частот пятого порядка [27] (элементы  $C_{13}$ ,  $L_{12}$ ,  $C_{14}$ ,  $L_{13}$ ,  $C_{16}$ ).

Каждый из направленных ответвителей  $HO_1$  и  $HO_2$  выполнен из двух проводов марки МГТФ 1·0,35 длиной 430 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор диаметром 12 мм и длиной 45 мм. Изолятор помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран, имеющий продольную щель вдоль всей своей длины и плотно обжимающий намотанные на изолятор провода. Переходное затухание  $HO_1$  и  $HO_2$  в полосе пропускания УМ равно 3 дБ.

В соответствии с результатами исследований раздела 7.3, для сохранения работоспособности УМ при воздействии на его вход мощных (до 100 Вт) сигналов, на входе усилителя включен биполярный транзистор  $VT_1$ , выполняющий роль самоуправяемого ограничителя мощных входных сигналов.

Для устранения влияния емкости последовательного соединения  $C_{бэ}$  и  $C_{бк}$  закрытого транзистора  $VT_1$  на амплитудно-частотную характеристику усилителя, она включена в фильтр нижних частот, стоящий на входе УМ.

Направленный ответвитель отраженной волны  $HO_3$  выполнен из двух проводов марки МГТФ 1·0,35 длиной 40 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В рабочем диапазоне частот УМ переходное затухание  $HO_3$  равно 30 дБ. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования УМ по выходу устанавливается выбором резистора  $R_{17}$ .

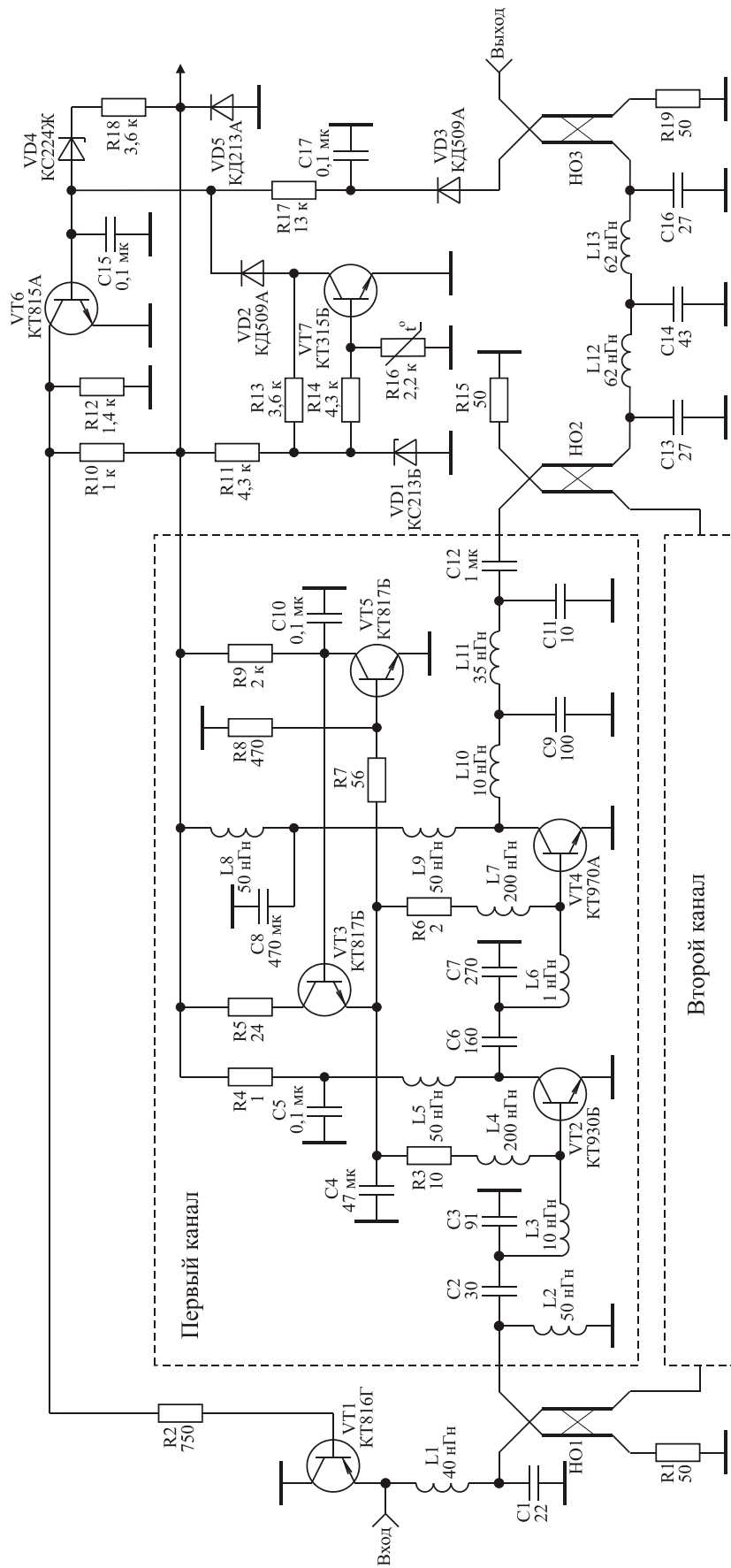


Рис. 8.15. Принципиальная схема усилителя мощности оптического модулятора.

Схема термозащиты на транзисторе  $VT7$  минимизирует напряжение управления при превышении температурой корпуса УМ определенного значения. Терморезистор схемы термозащиты приклеивается к корпусу усилителя в непосредственной близости от транзистора  $VT4$ . С увеличением температуры корпуса сопротивление терморезистора падает, что приводит к запиранию транзистора  $VT7$  и срабатыванию схемы управления. Установка схемы термозащиты на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью резистора  $R14$ .

Защита от превышения напряжением питания номинального значения, выполненная на стабилитроне  $VD4$ , срабатывает при величине питающего напряжения 25,5 В. Диод  $VD5$  установлен для защиты транзисторов усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

Настройка УМ заключается в следующем. Вначале производится покаскадная настройка канальных усилителей, методика которой подробно описана в разделе 8.1. После настройки канальных усилителей производится подстройка переходного затухания  $HO_1$  и  $HO_2$ , осуществляемая с помощью регулирования длины продольной щели их металлических экранов.

Основные характеристики УМ: максимальный уровень выходной мощности 200 Вт; полоса пропускания 154...170 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики  $\pm 1$  дБ; коэффициент усиления 18 дБ; допустимая мощность входного сигнала 100 Вт; напряжение источника питания 24 В; потребляемый ток в режиме молчания 0,4 А; максимальное значение потребляемого тока 20 А; при коротком замыкании либо отключении нагрузки потребляемый ток уменьшается до 8 А; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом; габаритные размеры корпуса усилителя 220·180·30 мм.

### **8.5. Широкополосный усилитель мощности для работы на несогласованную нагрузку**

В системах ближней нелинейной радиолокации в передающем тракте используются широкополосные усилители мощности, работающие на изменяющееся во времени сопротивление нагрузки [65].

На рис. 8.16 приведена принципиальная схема широкополосного усилителя мощности, разработанная на основе результатов исследований приведенных в разделах 1.7 и 3.2 [66].

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

Входные каскады усилителя на транзисторах 3П910А с рабочей точкой 6 В·0,2 А выполнены с использованием четырехполюсных диссипативных корректирующих цепей второго порядка [66], методика параметрического синтеза которых приведена в разделе 3.2.

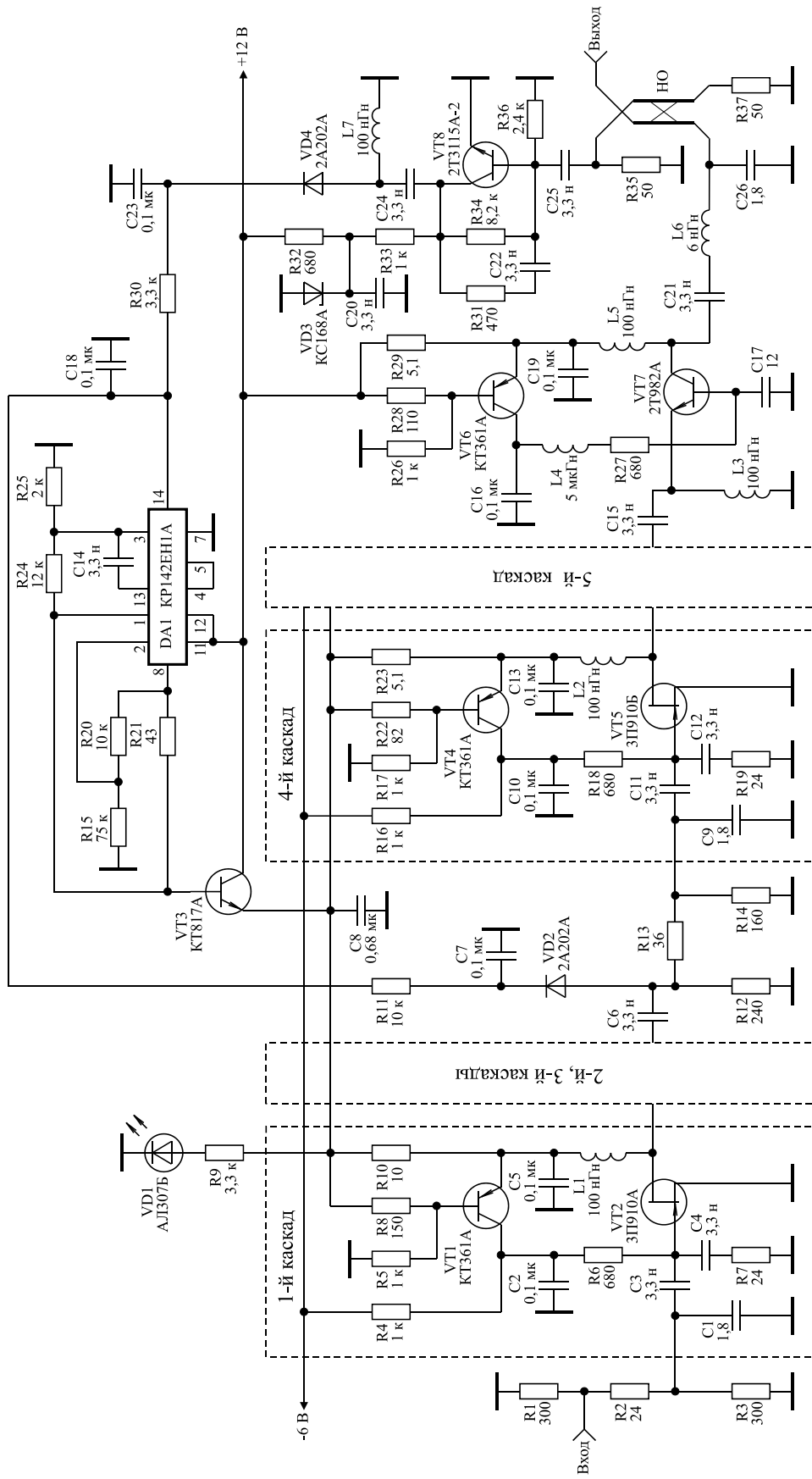


Рис. 8.16. Принципиальная схема широкополосного усилителя мощности.

Промежуточные каскады отличаются от входных использованием транзисторов 3П910Б с рабочей точкой  $6 \text{ В} \cdot 0,35 \text{ А}$ .

Выходной каскад на транзисторе 2Т982А с рабочей точкой  $9 \text{ В} \cdot 0,35 \text{ А}$  выполнен по схеме с общей базой с коэффициентом усиления по напряжению, равным 2,5 (заданный коэффициент усиления устанавливается подбором емкости конденсатора  $C17$  [66]). Выходная емкость транзистора  $VT7$  включена в выходной фильтр нижних частот, рассчитываемый по методике Фано [6].

Все каскады усилителя содержат схемы активной стоковой и коллекторной термостабилизации токов покоя, обеспечивающие исключение влияния детекторного эффекта на уровень выходной мощности каскадов (см. раздел 1.5).

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

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

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

Настройка усилителя осуществляется покаскадно, начиная с первого каскада. Выбором базового делителя транзистора  $VT1$  выставляется ток покоя транзистора  $VT2$ . Подбором резистора  $R7$  выравнивается АЧХ каскада в области нижних и средних частот. Если в верхней части частотного диапазона наблюдается спад частотной характеристики, в корректирующую цепь вводится конденсатор  $C1$ . Остальные каскады, кроме выходного, настраиваются аналогично.

После подключения выходного каскада подбором емкости конденсатора  $C17$  устанавливают его коэффициент усиления по напряжению равным двум на частоте 0,4 ГГц. Поскольку с частотой входное сопротивление каскада на транзисторе  $VT7$  плавно уменьшается, на частоте 2 ГГц его коэффициент усиления по напряжению составит 2,5. Это соответствует условию получения максимальной выходной мощности в верхней части частотного диапазона. Изменяя в небольших пределах токи покоя последних двух каскадов,

следует выровнять по частоте уровень максимальной выходной мощности усилителя. После этого, выставив уровень выходной мощности примерно равным 0,2 Вт и отключая нагрузку, подбором резистора  $R31$  добиваются того, чтобы напряжение на выходе детектора на диоде  $VD4$  не зависело от частоты.

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

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

Основные характеристики усилителя: полоса пропускания 0,4...2 ГГц; неравномерность АЧХ  $\pm 1,5$  дБ; коэффициент усиления 34 дБ; номинальный уровень выходной мощности 1 Вт; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом; КСВН нагрузки, при котором начинает срабатывать схема защиты, 2; КСВН по входу менее 2; потребляемая мощность 20 Вт, габаритные размеры корпуса усилителя 120·100·30 мм.

## 8.6. Сверхширокополосный усилитель мощности с системой защиты

Необходимыми элементами многих радиотехнических и измерительных систем являются СУМ, к которым предъявляются требования сохранения работоспособности при работе на несогласованную нагрузку, а также при перегрузке по входному воздействию в 5...10 раз.

На рис. 8.17 приведена структурная схема такого сверхширокополосного усилителя мощности [67]. СУМ разработан на основе исследований описанных в разделах 1.7 и 3.3 и состоит из предварительного усилителя, первой и второй систем защиты, разветвителя, двух идентичных канальных усилителей, сумматора.

Принципиальная схема предварительного усилителя, первой системы защиты и разветвителя приведены на рис. 8.18. Предварительный усилитель содержит три каскада усиления, реализованных с использованием межкаскадных корректирующих цепей третьего порядка (см. раздел 3.3).

Разветвитель состоит из двух аттенюаторов с затуханием 6 дБ. Система защиты включает в себя датчик выходного напряжения на диоде  $VD2$ , стабилизатор напряжения на микросхеме  $DA1$  и транзисторе  $VT7$  и предназначена для осуществления автоматической регулировки усиления с задержкой.

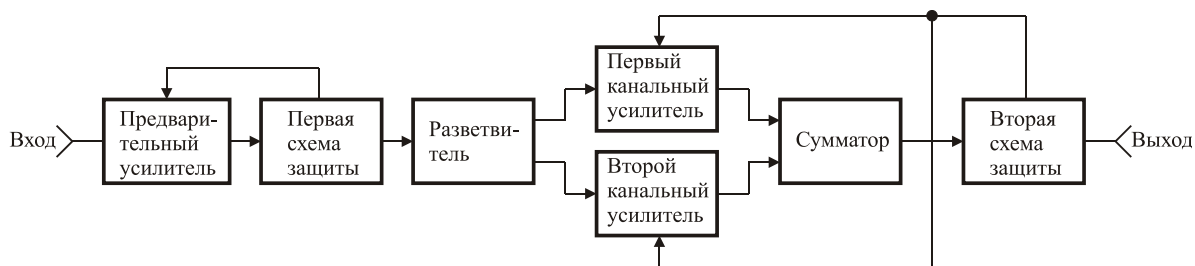


Рис. 8.17. Функциональная схема СУМ.

При превышении входным воздействием номинального уровня уменьшается напряжение питания каскадов предварительного усилителя, что приводит к уменьшению общего коэффициента усиления предварительного усилителя, а затем к двухстороннему ограничению усиливаемого сигнала.

Использование светодиода *VD1* позволяет контролировать уровень входного воздействия. Общий коэффициент усиления предварительного усилителя с разветвителем составляет 15 дБ. Все каскады предварительного усилителя содержат схемы активной коллекторной термостабилизации токов покоя, обеспечивающие исключение влияния детекторного эффекта на уровень выходной мощности каскадов (см. раздел 1.5).

Принципиальные схемы канального усилителя и второй системы защиты приведены на рис. 8.19. Каждый из канальных усилителей имеет следующие характеристики: полоса пропускания 5...1050 МГц; неравномерность АЧХ  $\pm 0,5$  дБ; коэффициент усиления 25 дБ; номинальный уровень выходной мощности 2,5 Вт. Сложение выходной мощности канальных усилителей осуществляется в нагрузке с помощью четырехсекционного кольцевого сумматора, подробно описанного в [67] (рис. 8.20).

Первые два каскада канального усилителя выполнены по схемам, аналогичным каскадам предварительного усилителя, выходной каскад – по схеме со сложением напряжений [68]. Для защиты канальных усилителей от перегрузок, при работе СУМ на несогласованную нагрузку, используется система защиты, в которой кроме датчика выходного напряжения, состоящего из детектора на диоде *VD1*, имеется датчик выходного тока, состоящий из трансформатора *Tr* и детектора на диоде *VD3*.

Использование рассматриваемой системы защиты позволяет при работе на высокоомную нагрузку реализовать максимальное выходное напряжение СУМ равное максимальному напряжению, развиваемому им на нагрузке 50 Ом. При работе на низкоомную нагрузку, максимальный ток в нагрузке равен максимальному току, развиваемому СУМ на нагрузке 50 Ом.

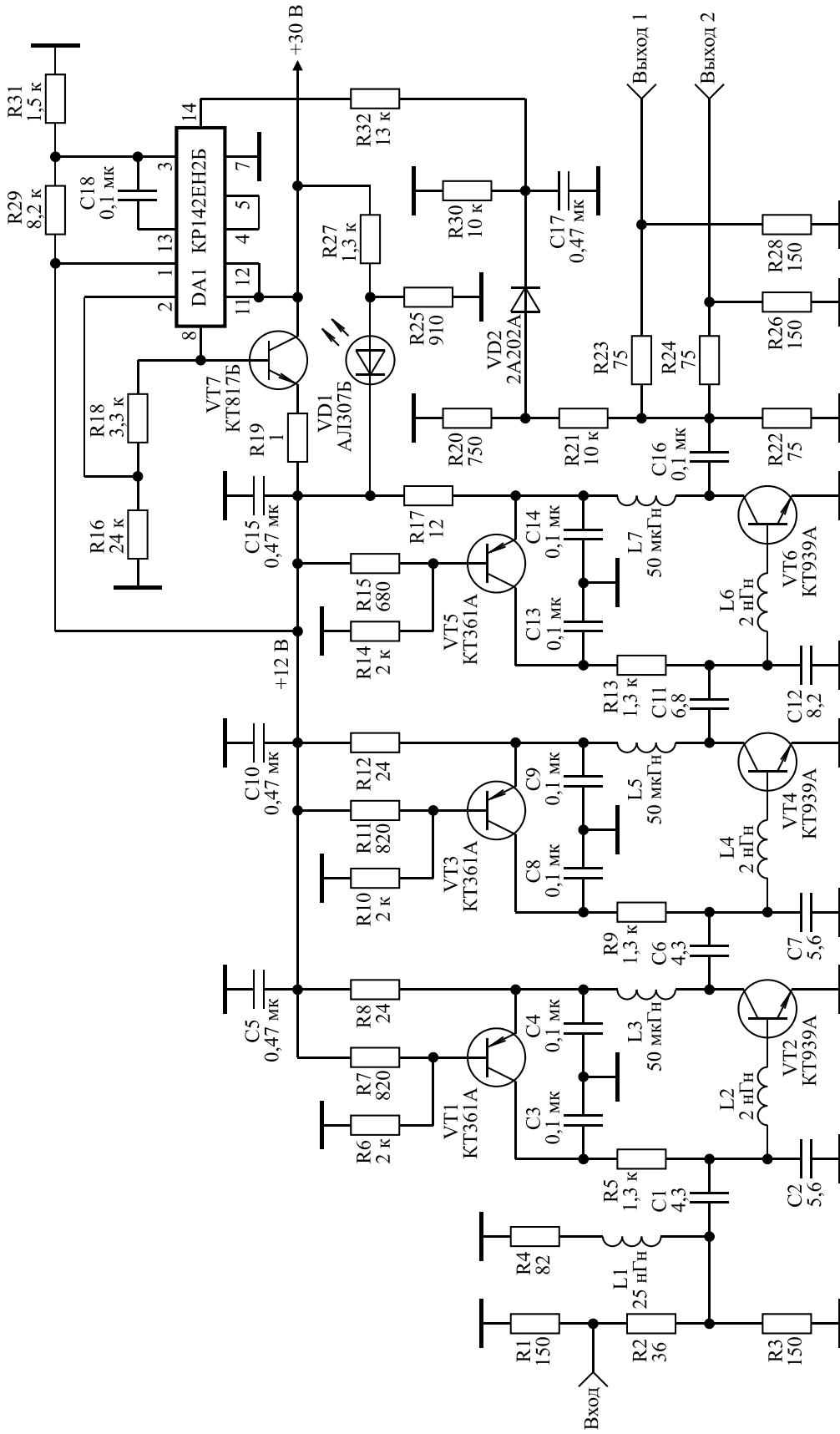


Рис. 8.18. Принципиальная схема предварительного усилителя с первой системой защиты и разветвлениям.



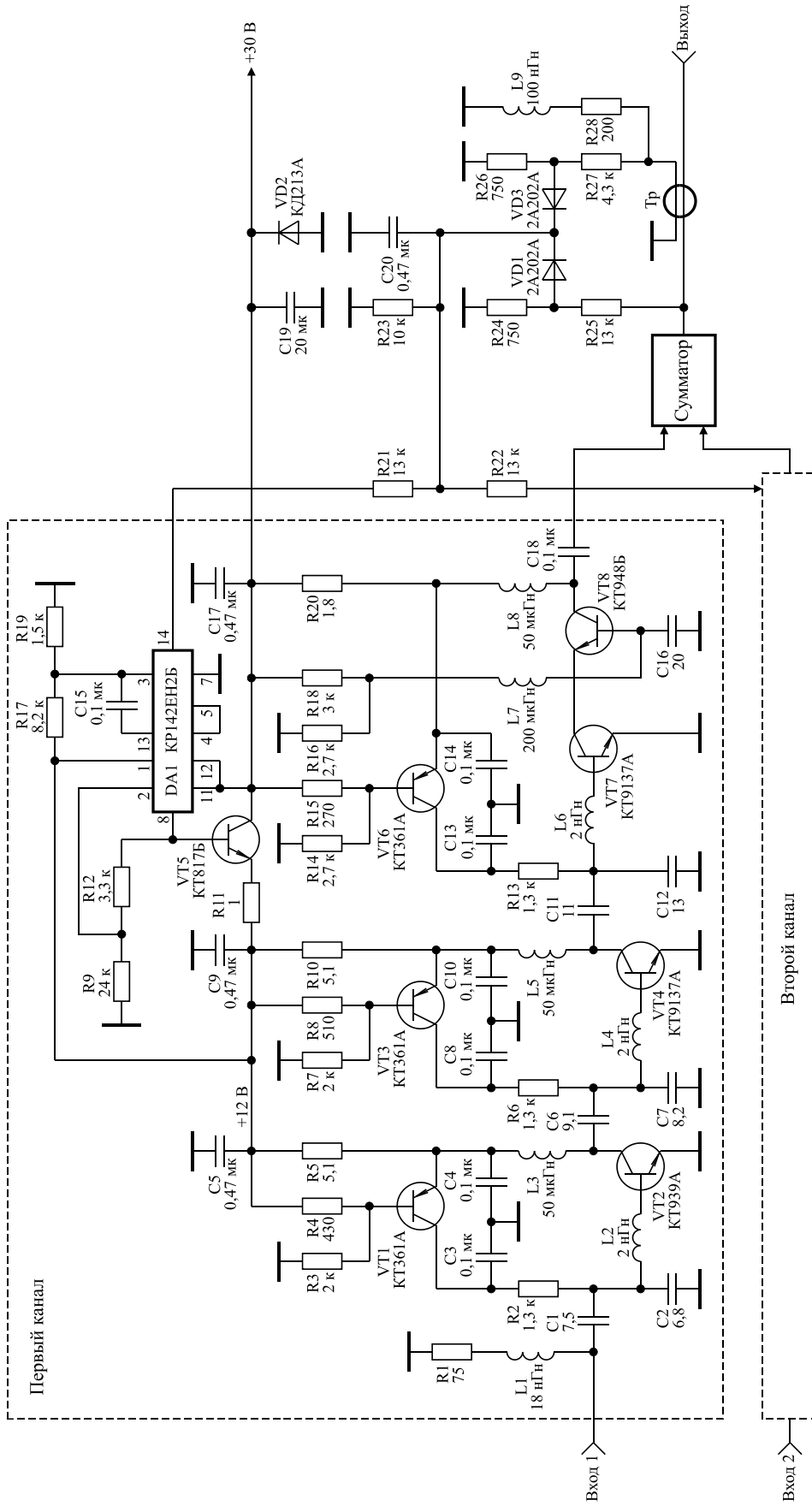


Рис. 8.19. Принципиальная схема канального усилителя и второй системы защиты.

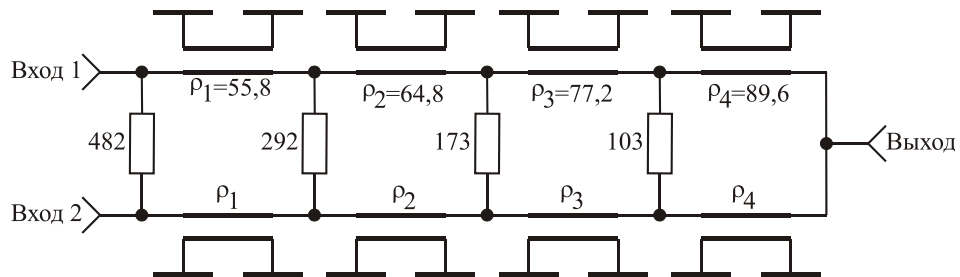


Рис. 8.20. Принципиальная схема четырехсекционного кольцевого сумматора

Технические характеристики сверхширокополосного усилителя мощности: полоса пропускания 10...1000 МГц; неравномерность АЧХ  $\pm 1$  дБ; номинальный уровень выходной мощности 4 Вт; коэффициент усиления 40 дБ; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом; габаритные размеры корпуса усилителя 220·150·30 мм; усилитель сохраняет работоспособность при изменении сопротивления нагрузки от короткого замыкания до холостого хода, при одновременном превышении входным сигналом своего номинального значения на 20 дБ.

### 8.7. Полосовой усилитель мощности с защитой от перегрузок

Рассматриваемый ниже ПУМ, при необходимости, может быть настроен и использован в любом из частотных поддиапазонов УКВ ЧМ, FM и ТВ вещания метрового диапазона волн. Принципиальная схема ПУМ приведена на рис. 8.21 [69] и разработана на основе исследований описанных в разделах 4.2 и 7.3. Усилитель содержит входной каскад на транзисторе VT2 с резистивным делителем мощности; четыре канальных усилителя; сумматор мощности; схемы защиты от холостого хода и короткого замыкания нагрузки, защиты от превышения напряжением питания своего номинального значения, термозащиты, защиты от перегрузки по входу.

Входной каскад работает в линейном режиме, имеет полосу рабочих частот 10...250 МГц, коэффициент усиления 0 дБ и при срабатывании системы защиты играет роль управляемого аттенюатора (см. раздел 1.1, рис. 1.3).

Все четыре канальных усилителя (рис. 8.22) идентичны и имеют следующие характеристики: коэффициент усиления 40 дБ; номинальная выходная мощность 65 Вт; полоса рабочих частот 85...105 МГц; неравномерность АЧХ  $\pm 0,25$  дБ; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом. Тип транзисторов и количество каскадов канальных усилителей выбирались исходя из возможности настройки на любой из телевизионных каналов метрового диапазона волн, либо на частоты УКВ ЧМ либо FM вещания.

Во всех каскадах канальных усилителей использованы полосовые межкаскадные корректирующие цепи четвертого порядка, методика параметрического синтеза которых приведена в разделе 4.2. Первый каскад работает в режиме класса А с использованием схемы активной коллекторной термоста-

билизации. Ток покоя каскада регулируется выбором базового делителя транзистора *VT1*.

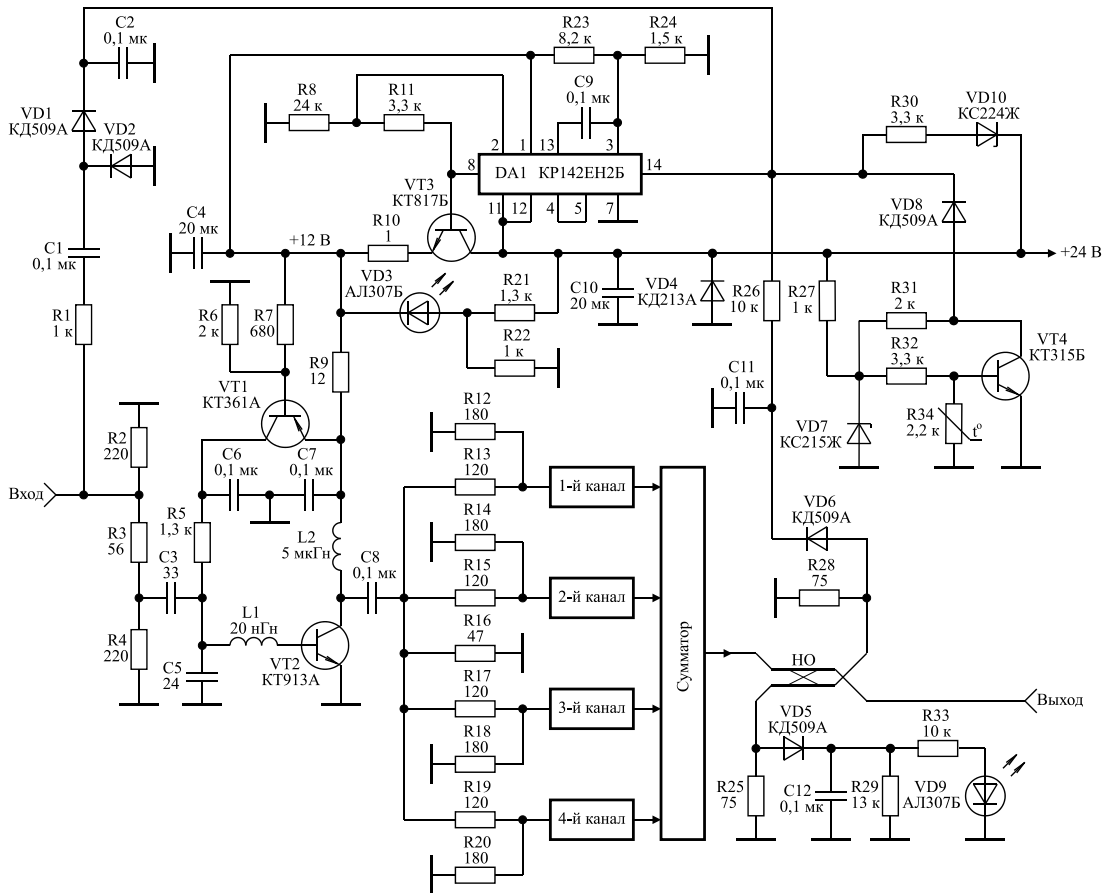


Рис. 8.21. Принципиальная схема ПУМ с защитой от перегрузок.

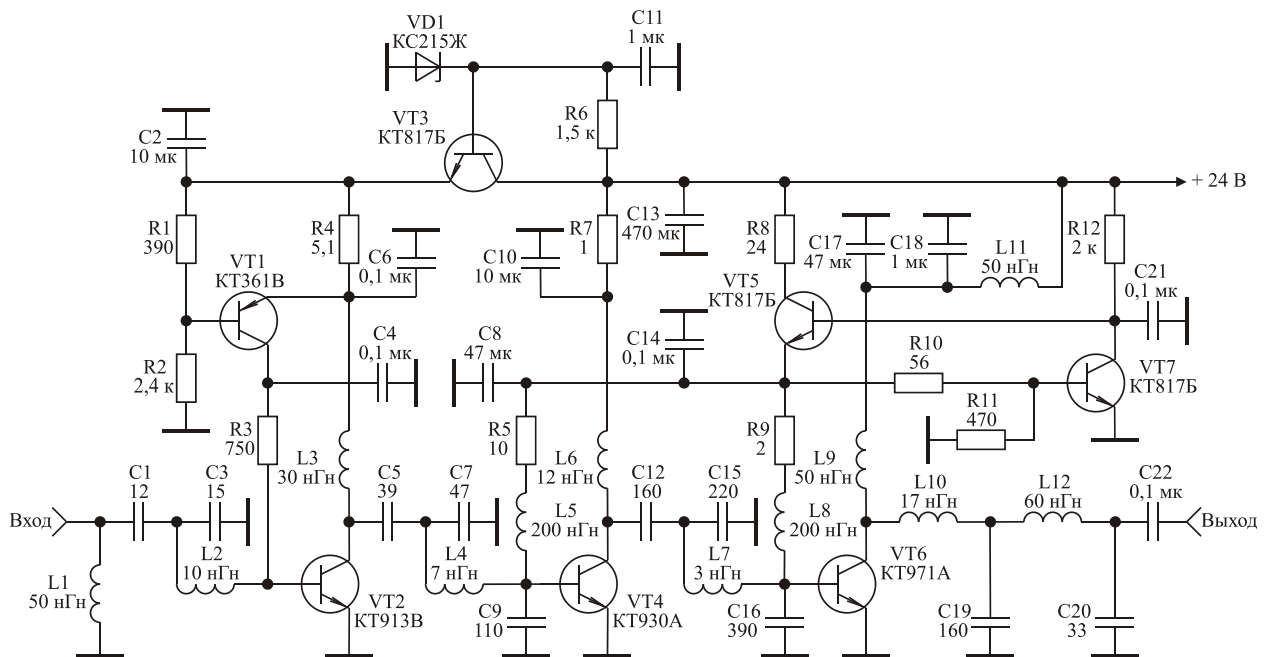


Рис. 8.22. Принципиальная схема канального усилителя.

Выходные каскады работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизатором напряжения базового смещения [21]. Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора  $R11$ , стоящего в цепи базы транзистора  $VT7$ . Оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора, на которое он отдает максимальную мощность, составляет единицы Ом [6]. Поэтому на выходах канальных усилителей включены трансформаторы импедансов с коэффициентом трансформации 1:25, выполненные в виде фильтров нижних частот четвертого порядка [40].

Сумматор СУМ представляет собой параллельно-последовательное соединение трех односекционных кольцевых сумматоров (рис. 8.23), длинные линии которых выполнены на сосредоточенных элементах в виде фильтров нижних частот пятого порядка [69].

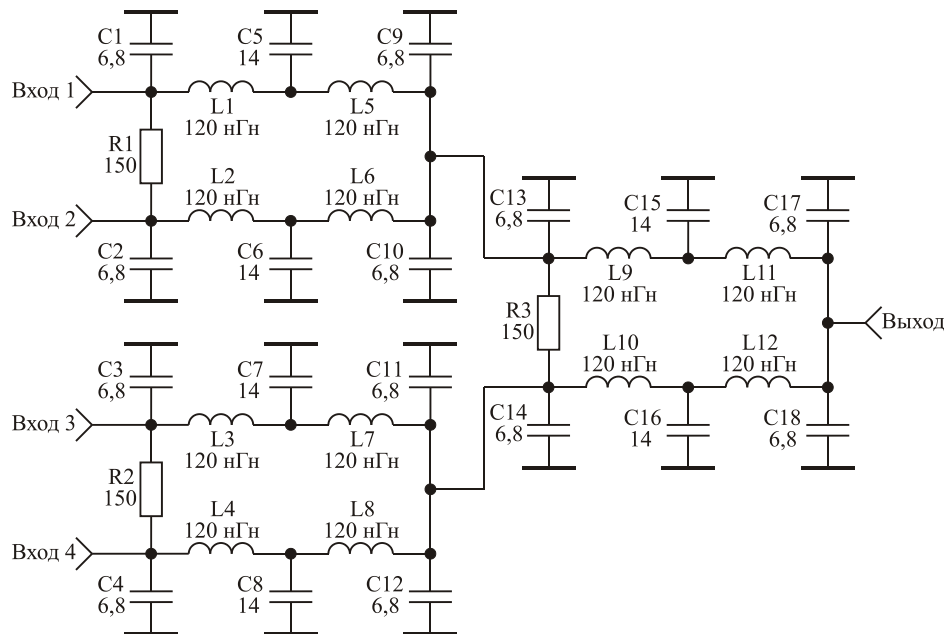


Рис. 8.23. Принципиальная схема сумматора.

Направленный ответвитель отраженной волны выполнен из двух проводов марки МГТФ 1·0,35 длиной 7 см, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. При работе на несогласованную нагрузку отраженный сигнал детектируется детектором на диоде  $VD6$  и подается на управляющую ножку микросхемы  $DA1$ , что приводит к уменьшению коэффициента усиления входного каскада. Требуемый уровень КСВН нагрузки, при котором начинает срабатывать защита, устанавливается выбором коэффициента передачи детектора.

Защита от перегрузки по входу, выполненная на детекторе с удвоением напряжений (диоды  $VD1$ ,  $VD2$ ), обеспечивает отключение входного каскада при выходной мощности усилителя 230 Вт.

Защита от превышения напряжением питания номинального значения, выполненная на стабилитроне  $VD10$ , срабатывает при величине питающего напряжения 25,5 В. Диод  $VD4$  установлен для защиты транзисторов усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

Схема термозащиты на транзисторе  $VT4$  осуществляет отключение питания входного каскада при превышении температуры корпуса усилителя значения 70° С. Терморезистор схемы термозащиты приклеивается к корпусу усилителя в непосредственной близости от транзисторов выходных каскадов канальных усилителей. С увеличением температуры корпуса сопротивление терморезистора падает, что приводит к запирающему транзистора  $VT4$  и подаче управляющего напряжения на управляющую ножку микросхемы. Установка схемы термозащиты на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью резистора  $R32$ .

Основные характеристики ПУМ: номинальный уровень выходной мощности 200 Вт; коэффициент усиления 46 дБ; полоса рабочих частот 92...100 МГц (5-й телевизионный канал); неравномерность АЧХ  $\pm 0,25$  дБ; уровень внеполосных излучений не более минус 30 дБ; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом; напряжение источника питания 24 В; потребляемый ток в режиме номинальной выходной мощности 16 А; потребляемый ток в режиме молчания 3 А; время нарастания фронта радиоимпульса менее 100 нс; габаритные размеры корпуса усилителя 380·190·30 мм.

## 8.8. Сверхширокополосный усилитель мощности для акустооптических систем

Исследование и разработка акустооптических модуляторов лазерного излучения, использующих дифракцию света на звуке, связаны с применением сверхширокополосных усилителей мощности, возбуждающих внутри кристалла модулятора бегущую дифракционную решетку. Необходимый уровень выходной мощности таких усилителей составляет десятки ватт и их реализация невозможна без применения методов сложения мощности, отдаваемой несколькими усилительными элементами.

Принципиальная схема СУМ приведена на рис. 8.24 [70] и разработана на основе исследований описанных в разделе 3.3. Усилитель содержит входные каскады на транзисторах  $VT2$  и  $VT4$ , резистивный делитель мощности; два канальных усилителя (рис. 8.25); сумматор на длинных линиях с развязанными входами [6], 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 получены из двух скрученных проводов марки ПЭЛ диаметром 0,5 мм, с шагом скрутки 3 мм.

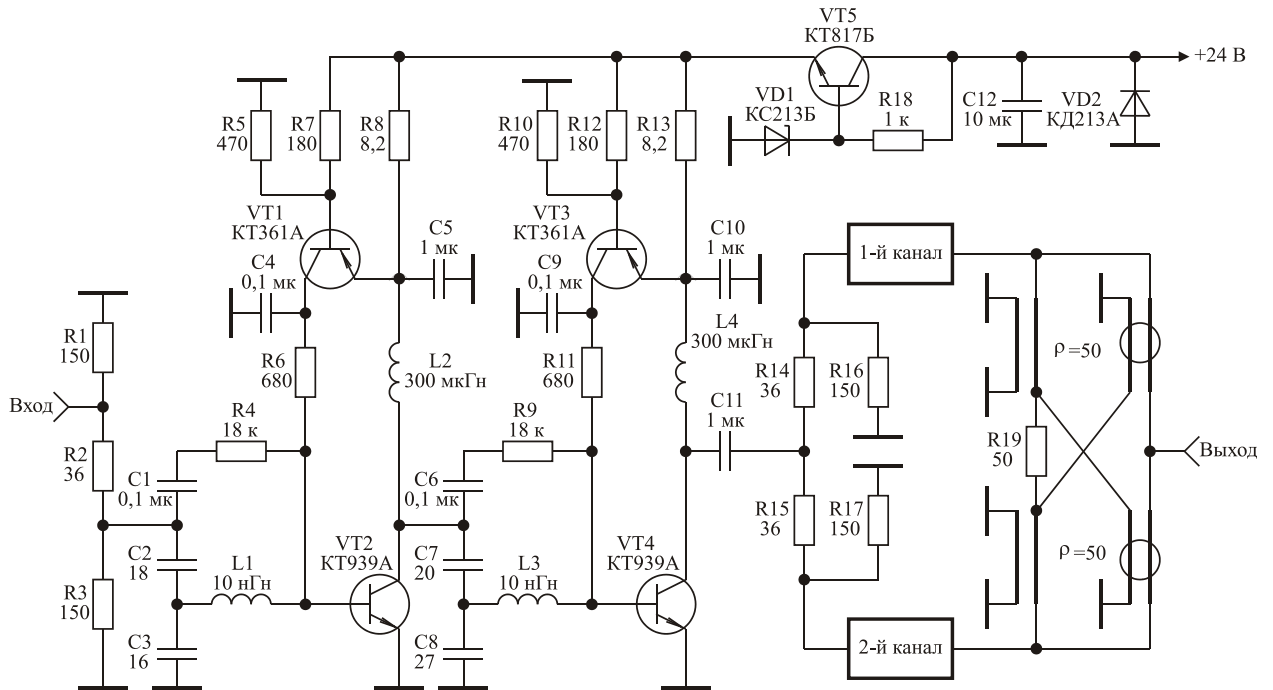


Рис. 8.24. Принципиальная схема сверхширокополосного усилителя мощности

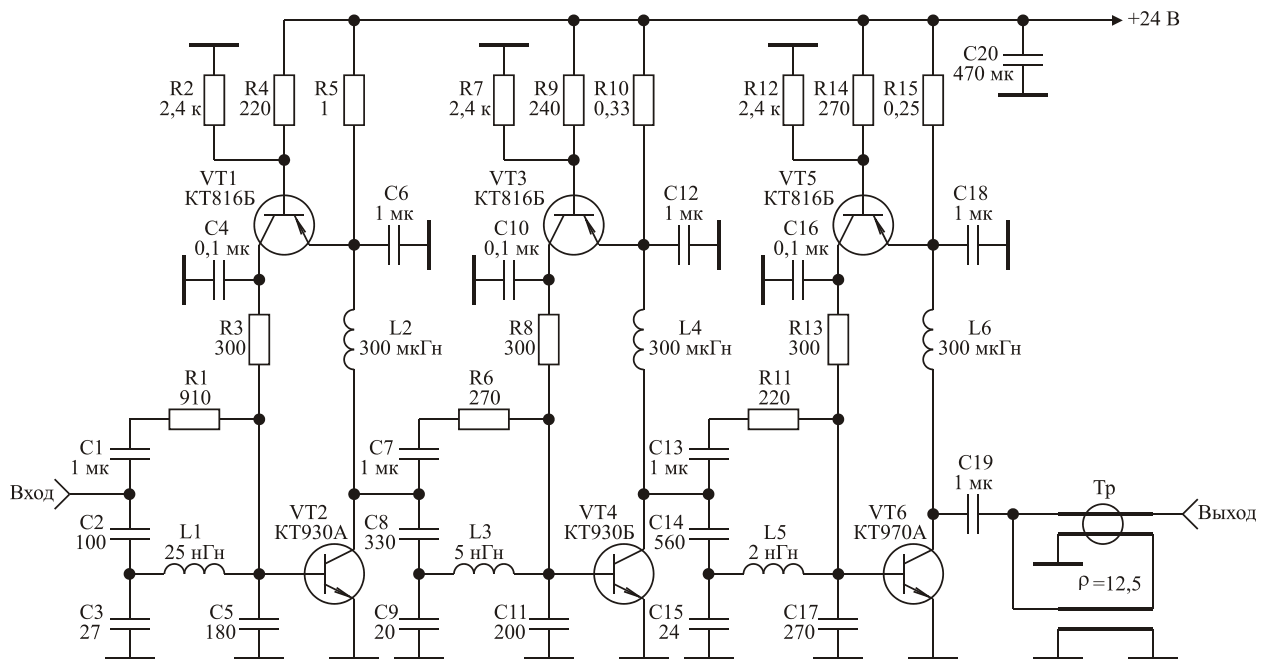


Рис. 8.25. Принципиальная схема канального усилителя

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 и с использованием длинных линий с волновым

сопротивлением 12 Ом и длиной 7 см. Линии получены из четырех скрученных проводов марки ПЭЛ диаметром 0,3 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 [63].

В СУМ использована активная коллекторная стабилизация токов покоя транзисторов усилителя. Канальные усилители настраиваются по каскадно, начиная с первого каскада. Методика настройки усилителей этого типа подробно описана в разделе 8.2.

Основные характеристики усилителя: полоса пропускания 150 кГц...230 МГц; неравномерность АЧХ  $\pm 2$  дБ; максимальный уровень выходной мощности, не менее 35 Вт; коэффициент усиления 45 дБ; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом, потребляемый ток 16 А, напряжение питания 24 В; габаритные размеры корпуса усилителя 180·150·30 мм.

### 8.9. Сверхширокополосный усилитель мощности постоянного тока

Одной из наиболее трудных задач, при разработке СУМ, является задача снижения нижней граничной частоты его полосы пропускания. Кардинальное решение этой задачи возможно благодаря использованию частотно-разделительных цепей.

На рис. 8.26 приведена схема сверхширокополосного усилителя мощности [47], в котором использованы результаты исследований раздела 6 по реализации принципа неискаженного усиления импульсных сигналов многоканальными структурами с частотным разделением каналов.

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

Выходной каскад усилителя высокочастотного канала выполнен по схеме со сложением напряжений [68], входные каскады выполнены с использованием реактивных межкаскадных корректирующих цепей третьего порядка (см. раздел 3.3). Во всех каскадах применена активная коллекторная термостабилизация [20].

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

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

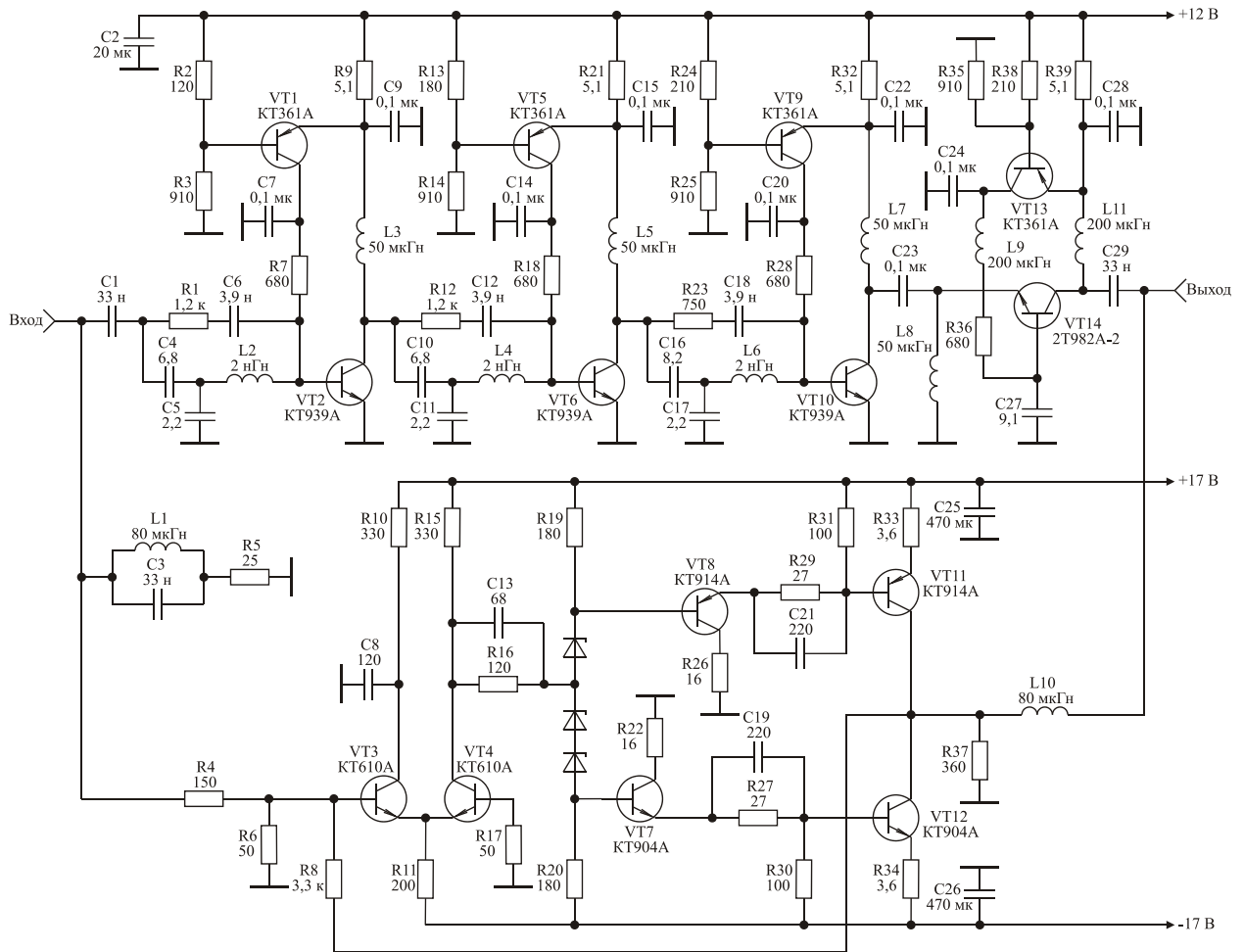


Рис. 8.26. Принципиальная схема двухканального сверхширокополосного усилителя мощности с частотным разделением каналов.

Основные характеристики СУМ: полоса рабочих частот 0...1,5 ГГц; неравномерность АЧХ  $\pm 1,5$  дБ; коэффициент усиления 15 дБ; номинальный уровень выходной мощности 2 Вт; время нарастания переходной характеристики 250 пс; длительность усиливаемых импульсов не ограничена; выброс переднего фронта импульса не более 10 %; искажения плоской вершины импульса не более 10 %; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом; напряжения источников питания  $\pm 17$  В и +12 В; потребляемая мощность 30 Вт; габаритные размеры корпуса усилителя 195·85·30 мм.

### 8.10. Широкополосный усилитель средней мощности с регулируемым усилением

Широкополосные усилители используются в радиотехнических системах и устройствах различного назначения. В ряде случаев, при этом, требуется электронная регулировка коэффициента усиления. Одним из возможных способов ее реализации является применение для этих целей транзисторов с затвором Шоттки в режиме с управляемой крутизной вольтамперной характеристики [4].



На рис. 8.27 приведена принципиальная схема широкополосного усилителя, разработанного на основе исследований описанных в разделах 3.2 и 3.3.

Регулировка усиления в усилителе осуществляется с помощью изменения режима работы транзистора  $VT1$  входного каскада [71]. Траектория движения рабочей точки транзистора  $VT1$ , при регулировке, выбрана исходя из условия минимизации нелинейных искажений усиливаемого сигнала, то есть равенства нулю производной крутизны [5] транзистора в каждой из точек этой траектории.

Для согласования широкополосного усилителя по входу транзистор  $VT1$  охвачен отрицательной обратной связью. Каскады на транзисторах  $VT4$ ,  $VT6$  выполнены с использованием диссипативной корректирующей цепи второго порядка, методика параметрического синтеза которого подробно описана в разделе 3.2. Выходной каскад усилителя собран на транзисторах  $VT9$ ,  $VT11$  по схеме со сложением напряжений [68], его АЧХ формируется с помощью корректирующей цепи третьего порядка [72].

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

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

Настройка усилителя сводится к подбору емкостей конденсаторов  $C4$ ,  $C9$ ,  $C16$ .

Основные характеристики усилителя: коэффициент усиления 32 дБ; полоса рабочих частот 50...1500 МГц; неравномерность АЧХ  $\pm 1$  дБ; номинальный уровень выходной мощности 1,5 Вт; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом; глубина регулировки усиления 20 дБ; коэффициент стоячей волны напряжения по входу и выходу не более 2 и 3 соответственно; напряжения источников питания +12 В и -6 В; мощность, потребляемая от источника питания, 14 Вт; габаритные размеры корпуса усилителя 130·100·30 мм.

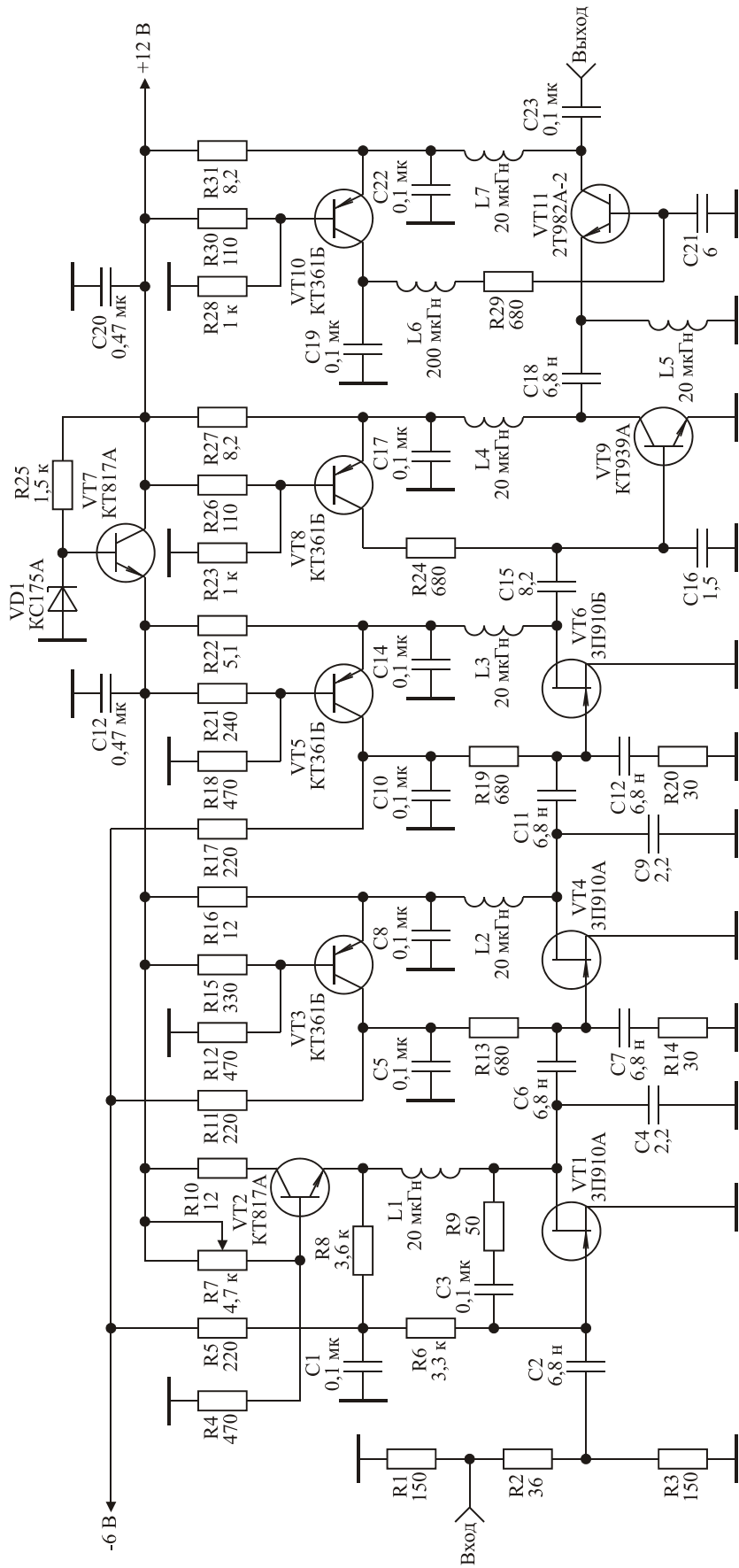


Рис. 8.27. Принципиальная схема широкополосного усилителя средней мощности с регулируемым усилением.

### 8.11. Широкополосный усилитель с импульсным питанием

Существенное увеличение КПД широкополосных усилителей мощности, применяемых в устройствах обработки и формирования радиоимпульсных сигналов, возможно при использовании импульсного напряжения питания. В режиме усиления радиоимпульсного сигнала импульсное напряжение питания усилителя может быть получено при помощи подачи отпирающего синхроимпульса управления на вход ключевого устройства, стоящего в цепи питания усилителя, несколько опережающего во времени момент прихода на вход усилителя радиосигнала. В режиме формирования радиоимпульсного сигнала, его длительность определяет необходимую длительность отпирающего синхроимпульса.

На рис. 8.28 приведена принципиальная схема широкополосного усилителя с импульсным питанием, разработанного на основе исследований описанных в разделе 3.3.

В цепи питания усилителя использован транзисторный ключ на транзисторах  $VT9$ – $VT11$ , открывающийся синхроимпульсом амплитудой 1 В [73]. Минимизация емкостей конденсаторов фильтров питания усилителя и выбор оптимального коэффициента усиления ключа позволили обеспечить время установления работоспособности усилителя и его отключение не более 30 мкс. При подаче на первый вход усилителя непрерывного периодического колебания, а на второй вход – синхроимпульсов, на выходе формируются радиоимпульсы со временем установления и спада не более 30 мкс.

Изменением положения переключателя  $S1$  осуществляется непрерывная подача напряжения питания на транзисторы усилителя, обеспечивая тем самым усиление непрерывных периодических колебаний.

Для повышения выходной мощности, отдаваемой усилителем, выходной каскад выполнен по схеме со сложением напряжений и параллельным питанием [68]. Однако в отличие от рекомендаций, данных в [68], коэффициент усиления по напряжению каскада на транзисторе  $VT8$  выбран равным 2,5 (заданный коэффициент усиления устанавливается подбором конденсатора  $C16$ ), так как при одинаковых выходных токах транзисторов  $VT6$  и  $VT8$ , последний позволяет развить на нагрузке в 1,5 раза большее напряжение.

Особенностью работы усилителя в режиме формирования радиоимпульсов является появление скачка напряжения на коллекторах транзисторов канала усиления, проходящего на выход, в момент подачи синхроимпульсов. Уменьшение амплитуды и длительности указанного скачка напряжения на выходе усилителя до величины 1 В и 10 мкс достигается минимизацией емкостей конденсаторов  $C14$ ,  $C18$  до величин, определяемых требуемой нижней частотой полосы пропускания усилителя.

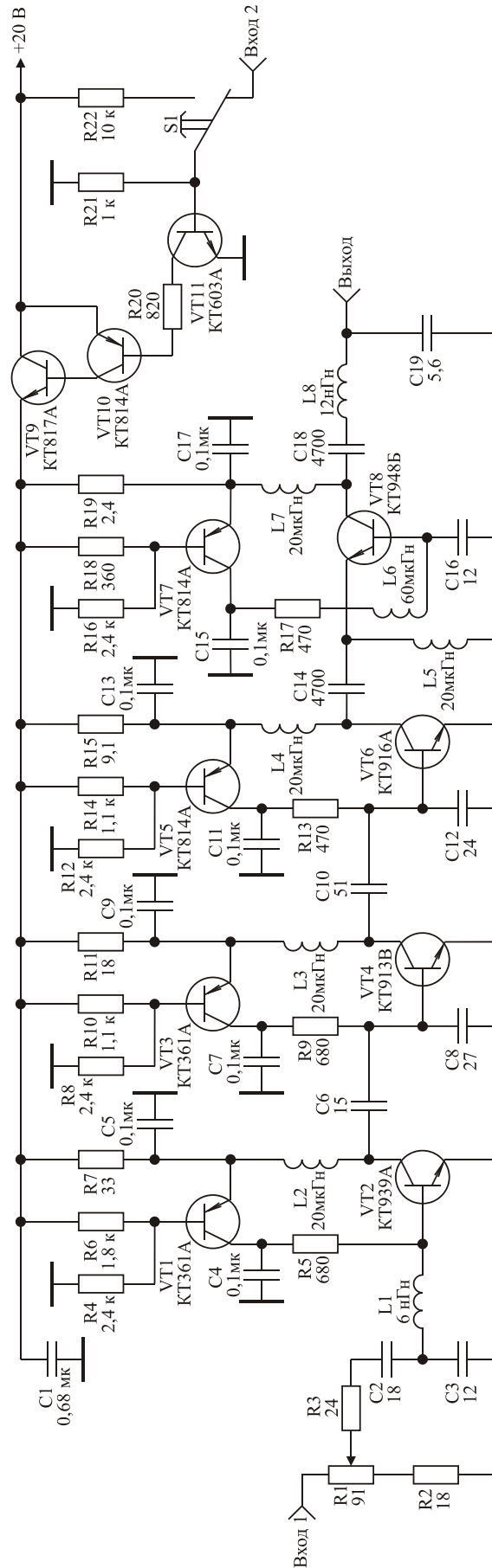


Рис. 8.28. Принципиальная схема широкополосного усилителя с импульсным питанием.

Во входных и промежуточных каскадах усилителя использованы реактивные корректирующие цепи третьего порядка (см. раздел 3.3). Регулировка коэффициента усиления усилителя осуществляется с помощью потенциометра  $R1$ . Режимы работы по постоянному току транзисторов усилительных каскадов устанавливаются с использованием активной коллекторной термостабилизации, и равны:  $VT2$  (11 В·0,24 А);  $VT4$  (12 В·0,4 А);  $VT6$  (13 В·0,75 А);  $VT8$  (17 В·0,75 А).

Основные характеристики усилителя: коэффициент усиления 30 дБ; полоса рабочих частот 3...500 МГц; неравномерность АЧХ  $\pm 0,5$  дБ; номинальный уровень выходной мощности 5,5 Вт; глубина ручной регулировки усиления 15 дБ; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом; коэффициент стоячей волны напряжения по входу и выходу не более 2 и 3,5 соответственно; время установления и спада радиоимпульса при работе усилителя в режиме формирования  $< 30$  мкс; требуемая амплитуда синхроимпульса 1 В; потребляемая мощность при усилении непрерывных периодических колебания 42 Вт; габаритные размеры корпуса усилителя 120·100·30 мм.

### **8.12. Полосовой усилитель мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики**

Эффективным способом повышения выходной мощности и КПД полосовых усилителей мощности, применяемых при усилении телевизионных, однополосных, амплитудно-модулированных, многочастотных радиосигналов, является увеличение линейности их амплитудных характеристик.

Функциональная схема усилителя с повышенной линейностью амплитудной характеристики, являющегося модификацией схемного решения описанного в [74], приведена на рис. 8.29 и разработана на основе исследований описанных в разделах 4.2, 7.3 и 7.4. Усилитель состоит из корректора, полосового усилителя мощности (ПУМ) и схем защиты от перегрузки по входу, от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиты.

Корректор реализован на низкочастотном биполярном транзисторе КТ630А и имеет малосигнальный коэффициент передачи минус 20 дБ. Принципиальная схема корректора приведена на рис. 8.30.

ПУМ имеет следующие характеристики: максимальный уровень выходной мощности 150 Вт; коэффициент усиления 42 дБ; полоса пропускания 70...88 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики  $\pm 0,25$  дБ; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом. Принципиальная схема ПУМ приведена на рис. 8.31.

На входе усилителя включен резистивный делитель напряжения, состоящий из резисторов  $R2$ ,  $R4$  и обеспечивающий его согласование с сопротивлением генератора при срабатывании схем защиты.

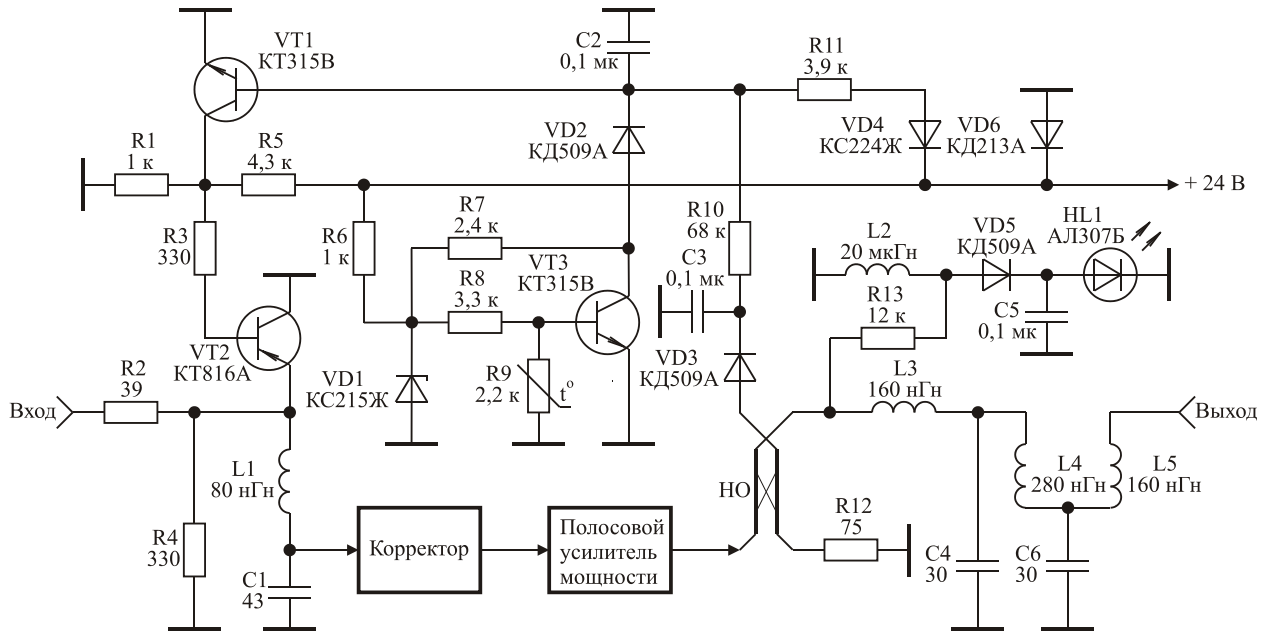


Рис. 8.29. Функциональная схема усилителя с повышенной линейностью амплитудной характеристики

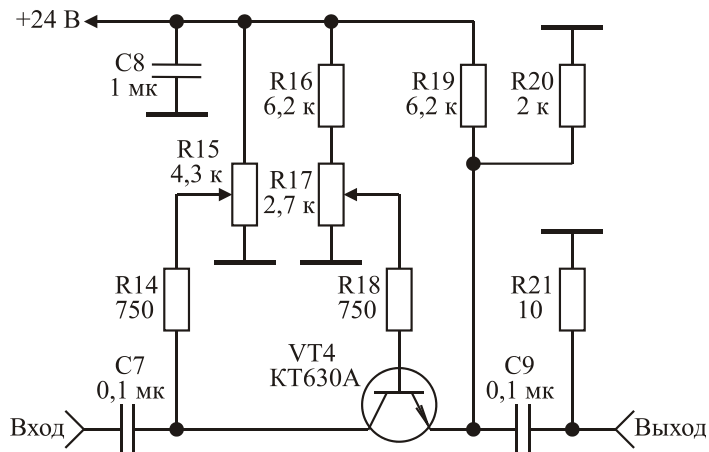


Рис. 8.30. Принципиальная схема корректора

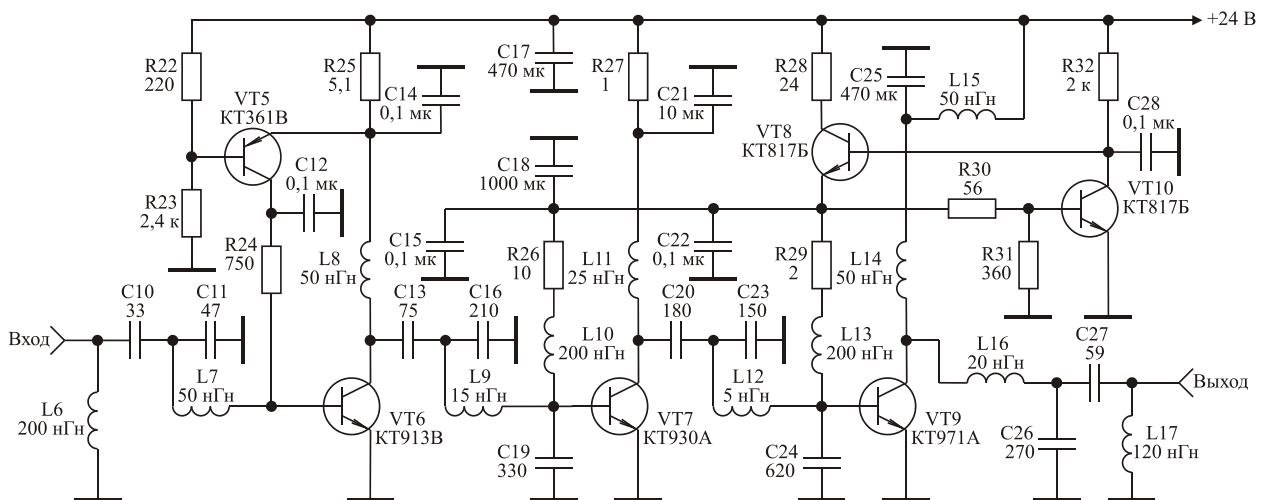


Рис. 8.31. Принципиальная схема полосового усилителя мощности

С целью сохранения работоспособности усилителя при перегрузке по входу, на выходе резистивного делителя включен биполярный транзистор  $VT2$ , играющий роль самоуправяемого ограничителя входных сигналов (см. раздел 7.3). Порог срабатывания ограничителя устанавливается делителем на резисторах  $R1$ ,  $R5$ . Для устранения влияния емкости коллектор-эмиттер закрытого транзистора  $VT2$  на амплитудно-частотную характеристику усилителя, она включена в фильтр нижних частот третьего порядка, образуемый указанной емкостью и элементами  $L1$  и  $C1$ .

Ограничитель на транзисторе  $VT2$  применяется также в качестве управляемого ограничителя при срабатывании защит от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиты.

С увеличением рассогласования нагрузки усилителя с его выходным сопротивлением увеличивается напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны направленного ответвителя НО. Это напряжение детектируется детектором на диоде  $VD3$  и, открывая транзистор  $VT1$ , приводит к уменьшению порога срабатывания ограничителя на транзисторе  $VT2$ . Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя падает пропорционально росту рассогласования нагрузки. НО выполнен из двух проводов марки МГТФ 1·0,35 длиной 50 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран (см. раздел 7.2). В рабочем диапазоне частот усилителя переходное затухание НО составляет около 25...30 дБ. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования усилителя по выходу устанавливается выбором резистора  $R10$ .

Защита от превышения напряжением питания номинального значения выполнена на стабилитроне  $VD4$ .

Термозащита выполнена на транзисторе  $VT3$ . Терморезистор  $R9$  схемы термозащиты приклеивается к корпусу усилителя эпоксидным клеем. С увеличением температуры корпуса сопротивление терморезистора падает, что приводит к запирающему транзистора  $VT3$  и срабатыванию схемы управления. Установка схемы термозащиты на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью резистора  $R8$ .

Детектор на диоде  $VD5$  и светодиод  $HL1$  служат для индикации уровня выходной мощности усилителя.

В качестве корректирующего элемента корректора использована управляемая нелинейная емкость коллектор-эмиттер  $C_{кэ}$  закрытого низкочастотного транзистора  $VT4$  (см. раздел 7.4). Изменением потенциала на базе транзистора  $VT4$  с помощью потенциометра  $R17$  осуществляется плавная регулировка наклона амплитудной характеристики усилителя в области больших напряжений.

Входной каскад ПУМ на транзисторе  $VT6$  работает в режиме класса А, предоконечный и выходной каскады на транзисторах  $VT7$  и  $VT9$  – в режиме с отсечкой коллекторного тока. В усилителе применен стабилизатор напряже-

ния базового смещения на транзисторах *VT8* и *VT10*. Использование корректора может быть эффективным, если начальный участок амплитудной характеристики разрабатываемого усилителя линеен. Это достигается оптимизацией базового смещения транзисторов *VT7* и *VT9* с помощью резистора *R31*.

Во всех каскадах использованы полосовые корректирующие цепи четвертого и пятого порядка, обеспечивающие высокие технические характеристики усилителя и достаточно простые в конструктивном исполнении и настройке. Методика настройки подобных усилительных каскадов подробно описана в разделе 8.1.

На выходе транзистора *VT9* включен трансформатор сопротивлений с коэффициентом трансформации 1:25, выполненный в виде полосового фильтра четвертого порядка (элементы *L16*, *C26*, *C27*, *L17*) (см. раздел 5). Это позволяет обеспечить реализацию оптимального, с точки зрения получения максимальной выходной мощности, ощущаемого сопротивления нагрузки транзистора.

На выходе усилителя установлен чебышевский фильтр нижних частот пятого порядка (элементы *L3*, *C4*, *L4*, *C6*, *L5*) [27], обеспечивающий подавление высших гармонических составляющих в спектре выходного сигнала до требуемого уровня.

На рис. 8.32 приведен чертеж печатной платы усилителя, на рис. 8.33 показано размещение элементов.

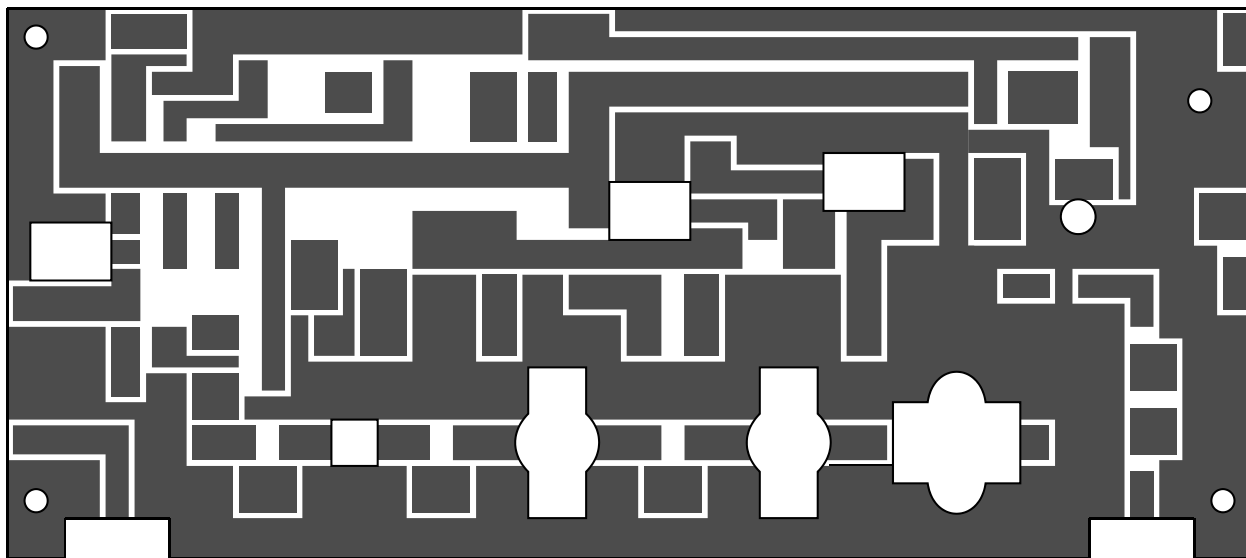


Рис. 8.32. Чертеж печатной платы усилителя

Печатная плата размером 215·95 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 3 мм. Пунктирной линией на рис. 8.32 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.



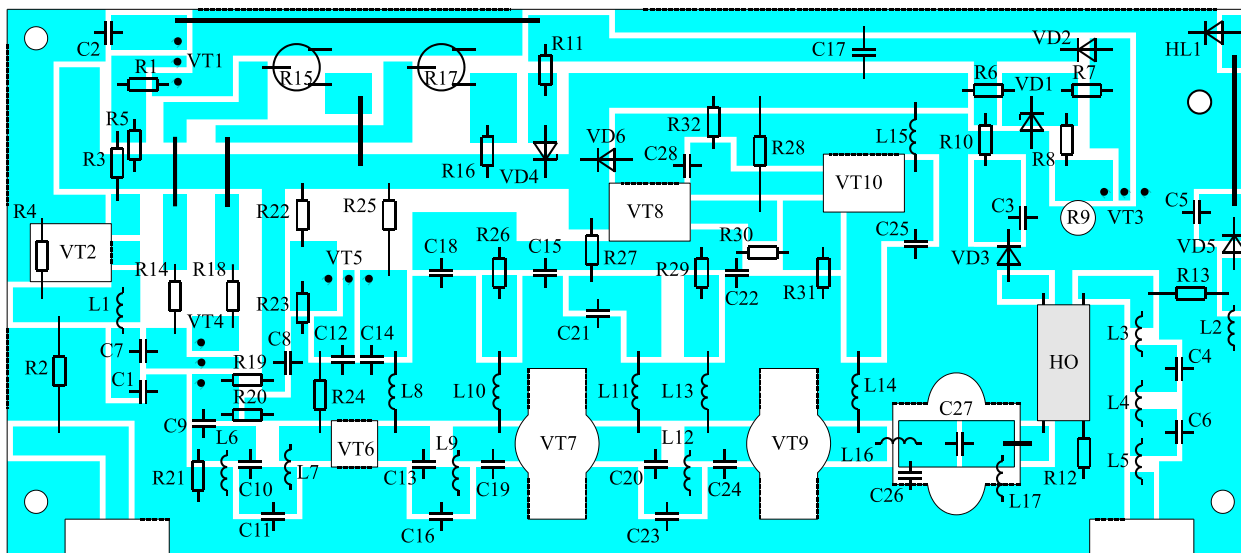


Рис. 8.33. Чертеж печатной платы усилителя с расположением элементов

ТОВ

Транзисторы *VT2*, *VT6*, *VT7*, *VT8*, *VT9*, *VT10* крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Однако между транзисторами *VT8*, *VT10* и основанием следует устанавливать слюдяные прокладки и перед настройкой усилителя следует с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами *VT8*, *VT10* и земляной шиной.

Один из выводов элементов *L16*, *C26*, *L18* трансформатора сопротивления припаивается к металлизированным площадкам керамической подложки, имеющей размеры 19·9 мм. У конденсатора *C27* оба вывода припаиваются к металлизированным площадкам подложки. Подложка прижимается к основанию стеклотекстолитовой пластиной. Нижняя часть подложки перед установкой смазывается теплопроводящей пастой. Это необходимо для устранения перегрева элементов трансформатора.

Технические характеристики усилителя: максимальный уровень выходной мощности 150 Вт; уровень выходной мощности, ограниченный сжатием синхроимпульсов телевизионного радиосигнала изображения на 2 %, не менее 125 Вт; рабочий диапазон частот 72...86 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики  $\pm 0,2$  дБ; коэффициент усиления 22 дБ; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом; напряжение питания 24 В; габаритные размеры корпуса усилителя 190·100·35 мм; усилитель сохраняет работоспособность при внезапном длительном отключении или коротком замыкании нагрузки; при эксплуатации устанавливается на радиатор с использованием принудительной вентиляции.

### 8.13. Широкополосный усилитель мощности с защитой от перегрузок

Необходимым элементом многих радиотехнических и измерительных систем являются широкополосные усилители мощности, к которым предъяв-

ляются требования сохранения работоспособности при неблагоприятных внешних воздействиях. Принципиальная схема такого усилителя приведена на рис. 8.34, на рис. 8.35 приведен чертеж печатной платы, на рис. 8.36 – чертеж печатной платы с расположением элементов, на рис. 8.37 – фотография внешнего вида усилителя.

Усилитель содержит: четыре предварительных каскада на транзисторах  $VT_2$ ,  $VT_5$ ,  $VT_7$ ,  $VT_9$ , включенных по схеме с общим эмиттером; выходной каскад на транзисторе  $VT_{12}$ , включенном по схеме со сложением напряжений [68]; управляемый стабилизатор напряжения на микросхеме  $DA1$  и транзисторе  $VT_4$ ; два неуправляемых стабилизатора напряжений на транзисторах  $VT_{10}$  и  $VT_{13}$ ; схему защиты от перегрузки по входу на диоде  $VD1$ ; схему защиты от рассогласования по выходу на диодах  $VD_8$  и  $VD_9$ ; термозащиту на терморезисторе  $R_{27}$ .

Все усилительные каскады работают в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой с токами покоя транзисторов  $VT_2$ ,  $VT_5$ ,  $VT_7$ ,  $VT_9$ ,  $VT_{12}$  равными 0,2; 0,3; 0,4; 0,7; 0,7 А соответственно. Стабилизация токов покоя каскадов достигается благодаря применению схемы активной коллекторной термостабилизации. Установка заданных токов покоя осуществляется подбором номиналов резисторов  $R_7$ ,  $R_{13}$ ,  $R_{23}$ ,  $R_{32}$ ,  $R_{37}$ . Увеличение номиналов этих резисторов приводит к увеличению токов потребления, и наоборот.

В первом каскаде усилителя применена корректирующая цепь пятого порядка, при этом одним из элементов корректирующей цепи является индуктивная составляющая входного импеданса транзистора. Указанная цепь обладает большой степенью свободы и используется для подстройки амплитудно-частотной характеристики усилителя после его покаскадной настройки. В промежуточных каскадах использованы корректирующие цепи третьего порядка.

Выходной каскад на транзисторе КТ948Б выполнен по схеме с общей базой с коэффициентом усиления по напряжению, равным 2,5. Заданный коэффициент усиления устанавливается соответствующим выбором емкости конденсатора  $C_{28}$  (см. раздел 8.11).

Управляемый стабилизатор напряжения на микросхеме  $DA1$  и транзисторе  $VT_4$  используется для осуществления автоматической регулировки усиления усилителя при срабатывании одной из схем защиты. При превышении входным воздействием номинального уровня напряжение с детектора на диоде  $VD1$ , попадая на управляющий электрод микросхемы  $DA1$ , приводит к уменьшению напряжения питания первых двух каскадов. Это ведет к уменьшению общего коэффициента усиления усилителя и двухстороннему ограничению усиливаемого сигнала в этих каскадах. Уровень срабатывания схемы защиты от перегрузки по входу устанавливается выбором номинала резистора  $R_{17}$ . Загорание светодиода  $VD_2$  в этом случае свидетельствует о перегрузке усилителя по входу.

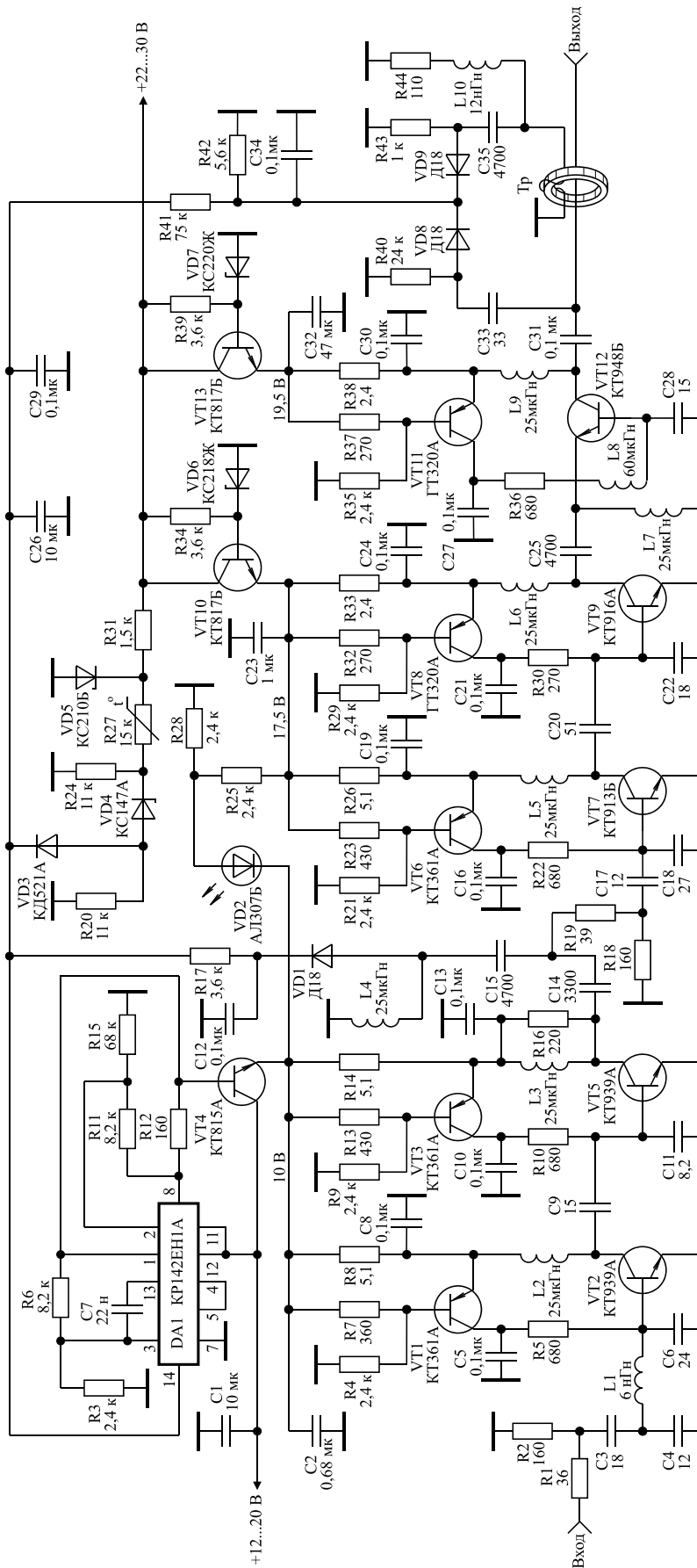


Рис. 8.34. Принципиальная схема широкополосного усилителя мощности с защитой от перегрузок.

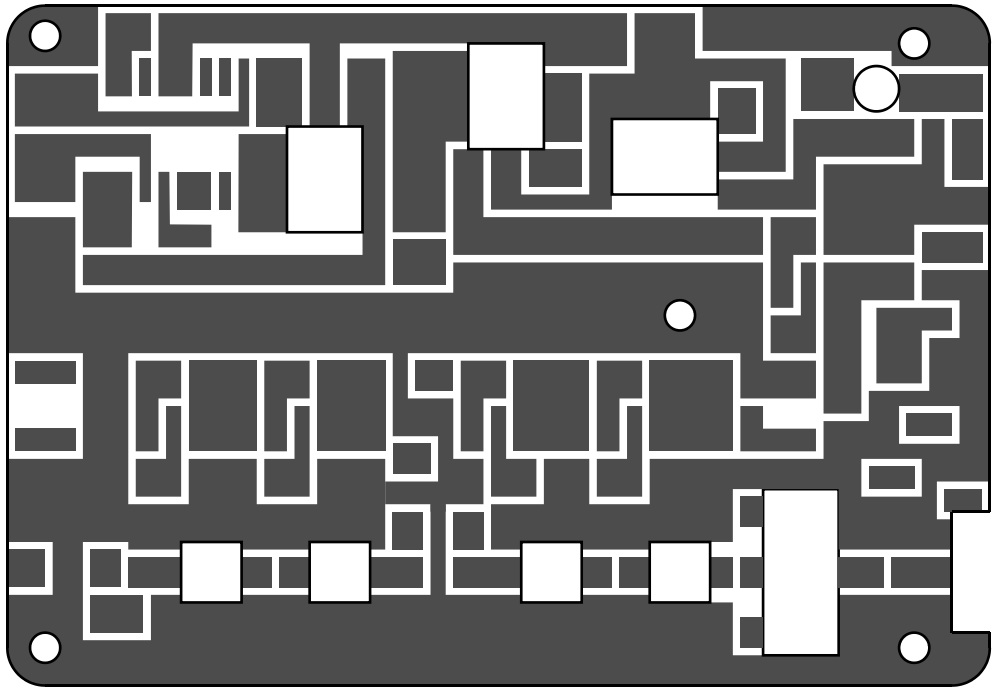


Рис. 8.35. Чертеж печатной платы

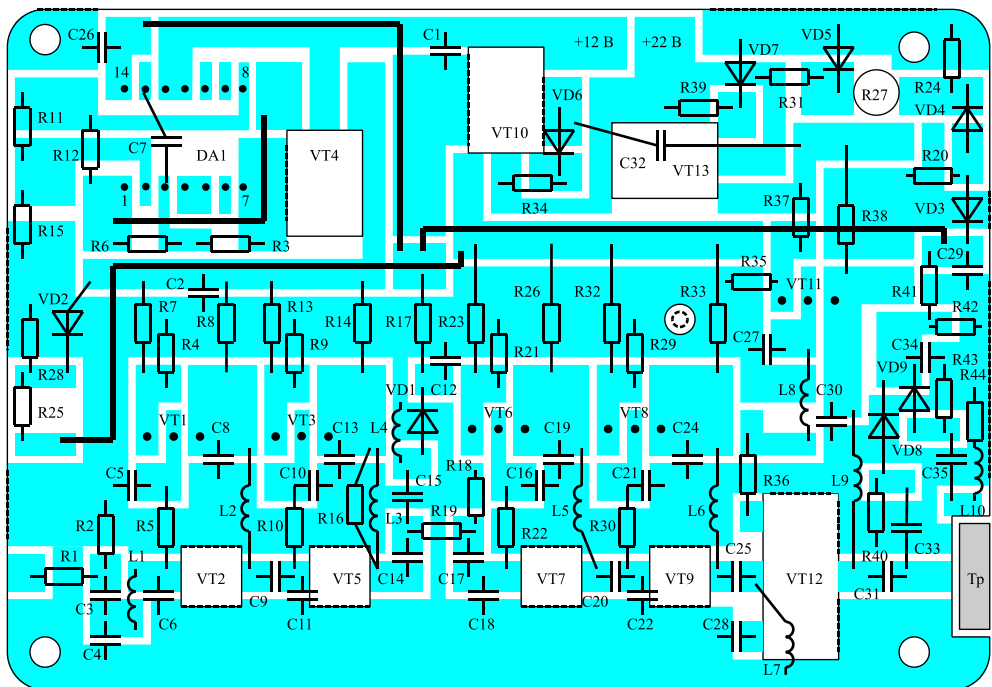


Рис. 8.36. Чертеж печатной платы с расположением элементов

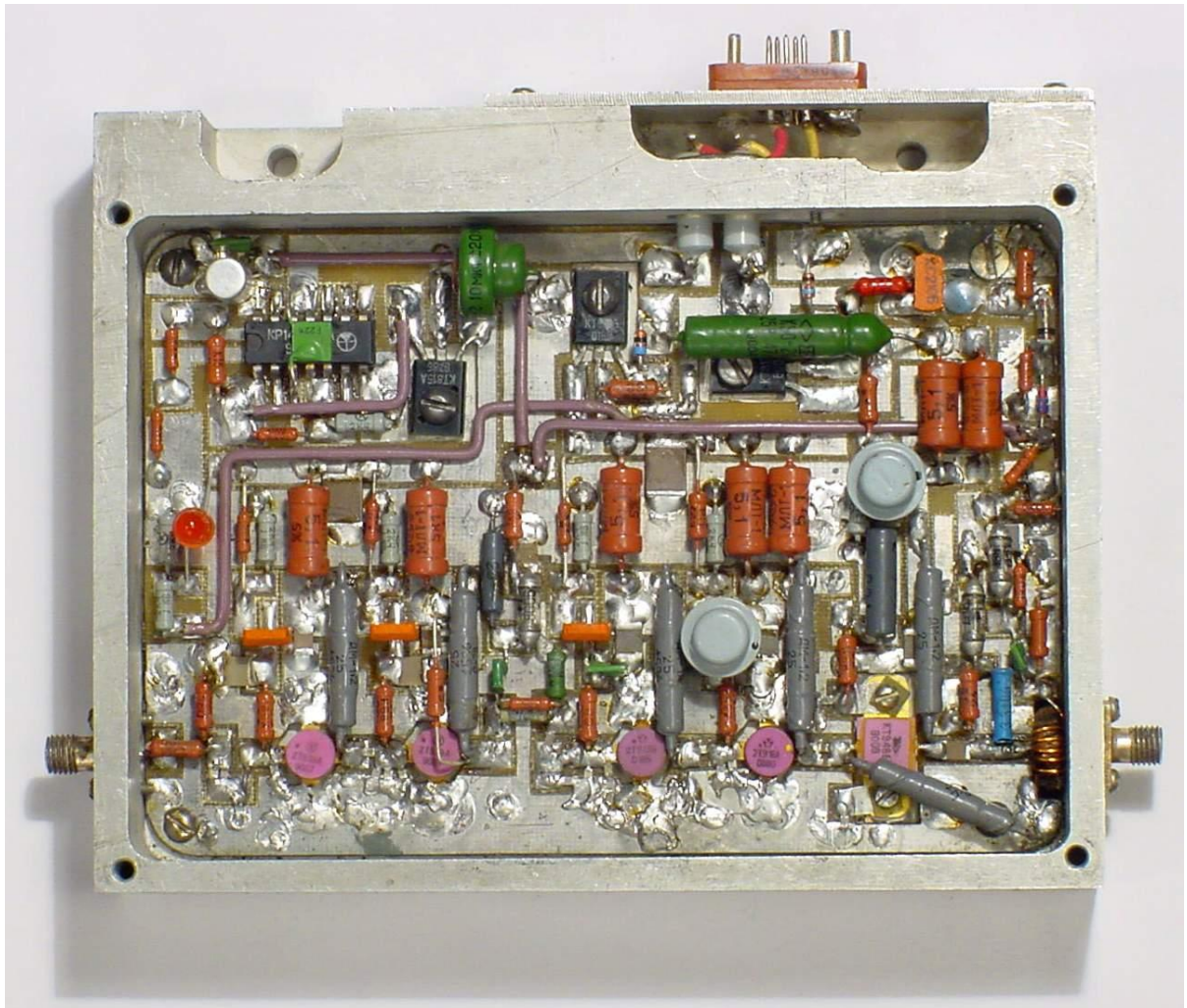


Рис. 8.37. Фотография внешнего вида усилителя

Схема защиты от рассогласования по выходу препятствует выгоранию выходных транзисторов  $VT9$  и  $VT12$  при работе на несогласованную нагрузку и состоит из датчика выходного напряжения на диоде  $VD8$  и датчика выходного тока на диоде  $VD9$  и трансформаторе  $Tr$  (см. раздел 1.7). Датчик выходного тока работает следующим образом. При протекании выходного высокочастотного тока в магнитопроводящем сердечнике трансформатора образуется высокочастотное магнитное поле, в результате чего на концах однослойной обмотки, выполненной из провода навитого на сердечник, наводится высокочастотная ЭДС, пропорциональная протекающему высокочастотному току. Напряжение, снимаемое с обмотки, детектируется детектором на диоде  $VD9$ . Однослойная обмотка, при этом, содержит 5...7 витков провода диаметром 0,5...0,8 мм. В качестве магнитопроводящего сердечника использовано ферритовое кольцо М100НН 10·6·3. Цепь, состоящая из элементов  $L10$  и  $R44$ , служит для выравнивания коэффициента передачи датчика выходного тока в полосе рабочих частот усилителя. При работе на нагрузку 50 Ом датчики выходного напряжения и выходного тока выдают одинаковые управляющие напряжения, пропорциональные уровню выходного сигнала.

При работе на нагрузку более 50 Ом, сигнал управления формируется датчиком выходного напряжения. При работе на нагрузку менее 50 Ом, сигнал управления формируется датчиком выходного тока. В результате использование рассматриваемой системы защиты позволяет при работе на высокоомную нагрузку реализовать максимальное выходное напряжение равное максимальному напряжению, развиваемому усилителем на нагрузке 50 Ом. При работе на низкоомную нагрузку, максимальный ток в нагрузке равен максимальному току, отдаваемому усилителем в нагрузку 50 Ом. Уровень срабатывания схемы защиты от рассогласования по выходу устанавливается выбором номинала резистора  $R41$ .

Срабатывание схемы термозащиты при перегреве усилителя приводит к уменьшению до нуля напряжения питания входных каскадов и загоранию светодиода  $VD2$ . В этом случае светодиод  $VD2$  будет гореть и при отключении генератора усиливаемых сигналов от входа усилителя. В такой ситуации необходимо убрать питающие напряжения и установить кассету усилителя на радиатор. Температура срабатывания схемы термозащиты устанавливается выбором номинала резистора  $R24$ .

Управляемый стабилизатор напряжения на микросхеме  $DA1$  и транзисторе  $VT4$ , и два неуправляемых стабилизатора напряжений на транзисторах  $VT10$  и  $VT13$  обеспечивают сохранение неизменными технические характеристики усилителя при его работе от аккумуляторных батарей, напряжение которых в процессе эксплуатации изменяется в пределах +12...20 В и +22...30 В. Подача напряжений питания усилителя через проходные конденсаторы, как это видно на фотографии (рис. 8.37), исключает возможность прохождения усиленного сигнала по цепям питания в маломощные каскады системы связи, в которой используется рассматриваемый усилитель.

Печатная плата (рис. 8.35) размером 130x90 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2 мм. Пунктирными линиями на рис. 8.35 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью медной фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Все транзисторы усилителя крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Транзисторы стабилизаторов напряжений  $VT4$ ,  $VT10$ ,  $VT13$  при этом укрепляются на основании с использованием слюдяных прокладок намазанных теплопроводной пастой. Это необходимо для изоляции их коллекторов от общей шины при одновременном сохранении хорошей теплоотдачи. Особо следует остановиться на креплении транзистора  $VT12$ . Транзистор КТ948Б предназначен для работы с заземленной базой. Однако в данном случае между базой и общей шиной включен конденсатор  $C28$ , конструктивно образуемый основанием усилителя и корпусом транзистора КТ948Б. Для отвода тепла от транзистора между ним и основанием устанавливается керамическая подложка толщиной 1 мм. Крепление транзи-

стора  $VT12$  осуществляется с помощью винтов, на которые надеты изолирующие шайбы и кембрики. Перед ввертыванием крепежных винтов под них подкладываются полоски медной фольги с отверстиями для винтов. К этим полоскам в дальнейшем припаивается резистор  $R36$  (см. рис. 8.37) и дополнительные конденсаторы, входящие в состав конденсатора  $C28$  и обеспечивающие настройку усилителя на максимальную выходную мощность. При сборке усилителя следует минимизировать длину цепи, связывающей коллектор транзистора  $VT9$  с эмиттером транзистора  $VT12$ . Это обусловлено тем, что наличие индуктивной составляющей указанной цепи приводит к неполному сложению сигнальных напряжений, отдаваемых двумя выходными транзисторами  $VT9$  и  $VT12$ . В этом случае потери выходной мощности в области верхних частот полосы пропускания усилителя могут достигать значительной величины.

Настройка усилителя состоит из следующих этапов.

Вначале с помощью резистора  $R6$  устанавливается выходное напряжение стабилизатора, питающего входные каскады равным 10 В. Подбором номиналов резисторов  $R7$ ,  $R13$ ,  $R23$ ,  $R32$ ,  $R37$  устанавливаются токи покоя транзисторов  $VT2$ ,  $VT5$ ,  $VT7$ ,  $VT9$ ,  $VT12$  на 20...30 % меньше заданных. Затем в режиме малого сигнала производится покаскадная настройка АЧХ усилителя. Для этого в качестве нагрузки транзистора  $VT2$  через разделительный конденсатор подключается резистор 50 Ом. Подбором ёмкости конденсатора  $C4$  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 величину конденсатора  $C3$  и повторить настройку. Далее к первому каскаду подключается второй и с помощью конденсатора  $C11$  выравнивается АЧХ двух каскадов, и так далее. Затем осуществляется подстройка АЧХ всего усилителя с помощью входной корректирующей цепи.

После формирования АЧХ усилителя в режиме малого сигнала проверяется максимальный уровень его выходной мощности в полосе рабочих частот. Введением дополнительного конденсатора, входящего в состав конденсатор  $C28$ , следует добиться выравнивания максимального уровня выходной мощности усилителя в полосе рабочих частот. И, наконец, варьируя токами покоя транзисторов усилителя необходимо найти значения указанных токов, при которых усилитель отдает в нагрузку максимальную мощность.

Далее осуществляется настройка схем защиты. В режиме максимальной выходной мощности подбирается номинал резистора  $R17$ , при котором незначительное увеличение входного сигнала будет приводить к загоранию светодиода  $VD2$ , что соответствует срабатыванию защиты от перегрузки по входу. Не впаивая резистор  $R41$  по отдельности, изменением номиналов элементов  $C33$ ,  $R40$  и  $L10$ ,  $R44$ , настраиваются датчики выходного напряжения и выходного тока таким образом, чтобы при работе на нагрузку 50 Ом они вы-



давали одинаковые управляющие напряжения, пропорциональные уровню выходного сигнала. Затем подбирается номинал резистора  $R41$ , при котором в режиме максимальной выходной мощности усилителя начинается слабое свечение светодиода  $VD2$ . И, наконец, выбором номинала резистора  $R24$  устанавливается температура срабатывания схемы термозащиты.

Технические характеристики усилителя: полоса рабочих частот 40...600 МГц; неравномерность АЧХ  $\pm 2$  дБ; максимальный уровень выходной мощности, не менее 6 Вт; коэффициент усиления 36 дБ; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом; потребляемый ток 2,3 А; напряжение первого источника питания +12...20 В; напряжение второго источника питания +22...30 В; габаритные размеры 140·110·30 мм.

#### 8.14. Полосовой усилитель мощности диапазона 60...70 МГц

Полосовые усилители мощности применяются во многих радиотехнических системах. Для повышения выходной мощности таких усилителей используются различные схемы сложения мощности, отдаваемой несколькими транзисторами. Наиболее просто реализуются кольцевые схемы сложения и деления мощности, которые и были использованы в описанном ниже ПУМ.

Функциональная схема ПУМ, предназначенного для работы в составе необслуживаемой радиорелейной линии связи, приведена на рис. 8.38.

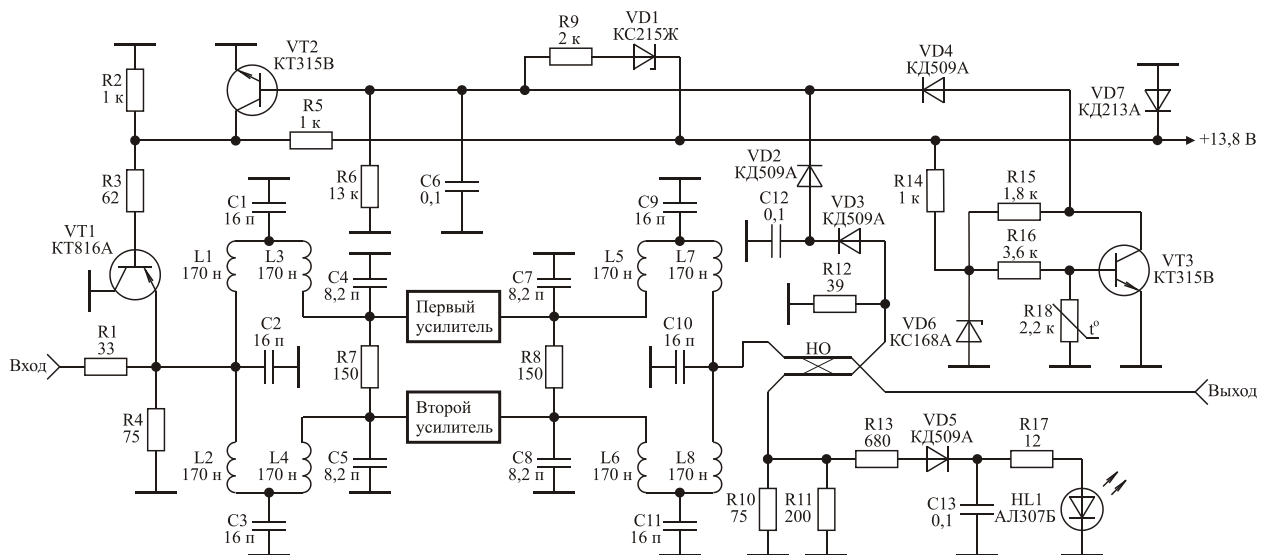


Рис. 8.38. Функциональная схема полосового усилителя мощности

ПУМ содержит два идентичных канальных усилителя (рис. 8.39); кольцевые делитель и сумматор мощности; схемы защиты от перегрузки по входу, от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиту.



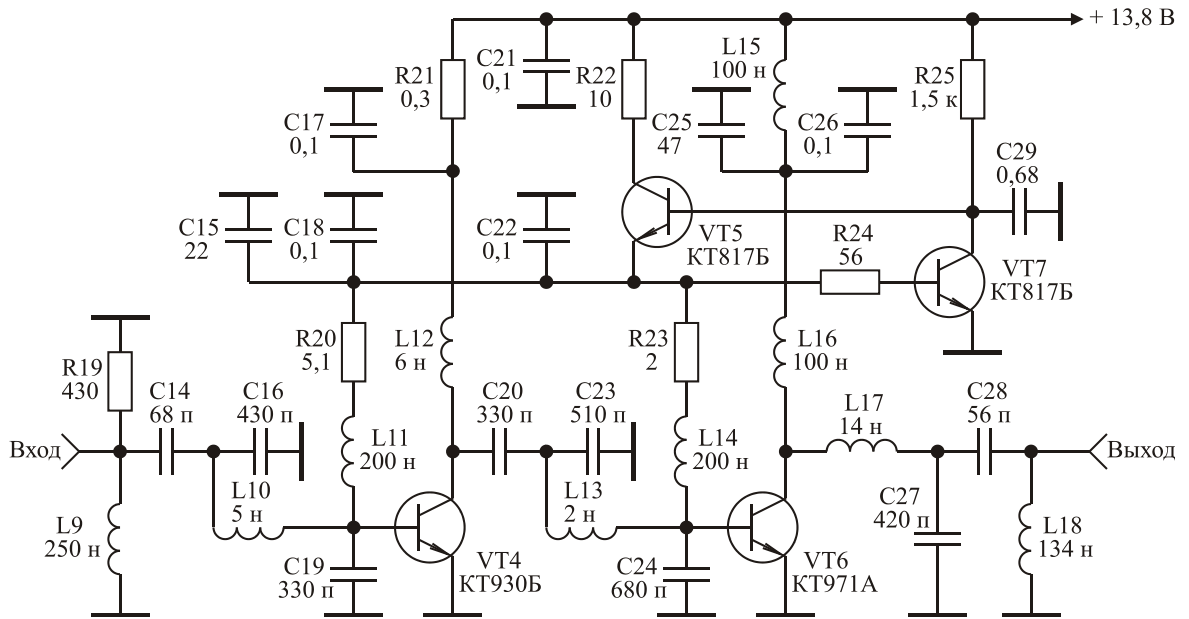


Рис. 8.39. Принципиальная схема канального усилителя

Каждый из канальных усилителей имеет характеристики: максимальный уровень выходной мощности 75 Вт; коэффициент усиления 20 дБ; полоса пропускания 57...73 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики  $\pm 0,5$  дБ; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом.

На входе ПУМ включен делитель напряжения на резисторах  $R1$  и  $R4$ , обеспечивающий согласование входа усилителя с сопротивлением генератора при срабатывании любой из защит.

Для защиты ПУМ от перегрузки по входу на выходе делителя напряжения установлен биполярный транзистор  $VT1$ , играющий роль самоуправляемого ограничителя входных сигналов [55]. Порог срабатывания ограничителя устанавливается делителем на резисторах  $R2$  и  $R5$ . С уменьшением постоянного напряжения на базе транзистора  $VT1$  уменьшается сигналное напряжение, подаваемое на вход кольцевого делителя мощности и на входы канальных усилителей соответственно. Величина постоянного напряжения на базе транзистора  $VT1$  устанавливается приблизительно равной половине амплитуды номинального значения входного высокочастотного напряжения.

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 отражен-

ной волны направленного ответвителя НО при работе ПУМ 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 номинала 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 номинала резистора  $R16$ .

Защита от превышения напряжением питания номинального значения выполнена на стабилитроне  $VD1$  и приводит к падению выходной мощности усилителя при величине питающего напряжения более 15,5 вольт. Диод  $VD7$  установлен для защиты транзисторов ПУМ от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания. Светодиод  $HL1$  обеспечивает индикацию выходной мощности ПУМ.

В усилителе использованы кольцевые схемы сложения, выполненные на сосредоточенных элементах в виде фильтров нижних частот пятого порядка, применяемые для синфазного возбуждения и суммирования мощности двух каналов усиления и позволяющие создавать усилители с полосой пропускания до 20...30 % [75]. При изготовлении кольцевых схем сложения на элементах с сосредоточенными параметрами значения этих элементов могут быть рассчитаны по формулам [75]:

$$\begin{aligned} L_{\Sigma} &= (1,41 \cdot R_{\text{H}} \cdot \sin 45^{\circ}) / (2 \cdot \pi \cdot f_{\text{cp}}); \\ C_{\Sigma} &= (\operatorname{tg} 22,5^{\circ}) / (1,41 \cdot R_{\text{H}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{cp}}), \end{aligned} \quad (8.1)$$

где  $R_{\text{H}}$  – сопротивление нагрузки;

$f_{\text{cp}}$  – средняя частота полосы пропускания усилителя.

В нашем случае, для  $R_{\text{H}} = 75$  Ом и  $f_{\text{cp}} = 65 \cdot 10^6$  Гц, имеем:  $L1 = L2 = L3 = L4 = L5 = L6 = L7 = L8 = L_{\Sigma} = 170$  нГн;  $C1 = C2 = C3 = C9 = C10 = C11 = 2 \cdot C_{\Sigma} = 16$  пФ;  $C4 = C5 = C7 = C8 = C_{\Sigma} = 8$  пФ.

Транзисторы канальных усилителей работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизатором напряжения базового смещения на транзисторах  $VT5$  и  $VT7$  [21].

Во всех усилительных каскадах использованы полосовые корректирующие цепи пятого порядка, обеспечивающие высокие технические характеристики усилителя и достаточно простые в конструктивном исполнении и

настройке [21]. 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  $f_H$  и верхней  $f_B$  частотах полосы пропускания ПУМ подбором конденсатора  $C16$  устанавливается максимально возможный коэффициент усиления каскада на частоте  $f_B$ . Далее величина индуктивности  $L9$  изменяется так, чтобы на частоте  $f_H$  коэффициент усиления каскада также стал максимально возможным. Если окажется, что на частоте  $f_H$  коэффициент усиления больше, чем на частоте  $f_B$ , следует уменьшить величину конденсатора  $C14$  и заново найти оптимальное значение индуктивности  $L9$ .

На выходах канальных усилителей включены трансформаторы импедансов с коэффициентом трансформации 1:30, выполненные в виде полосовых фильтров четвертого порядка (элементы  $L17$ ,  $C27$ ,  $C28$ ,  $L18$ ) [76].

На рис. 8.40 приведен чертеж печатной платы ПУМ, на рис. 8.41 – чертеж печатной платы ПУМ с расположением элементов. На рис. 8.42 дана фотография внешнего вида усилителя.

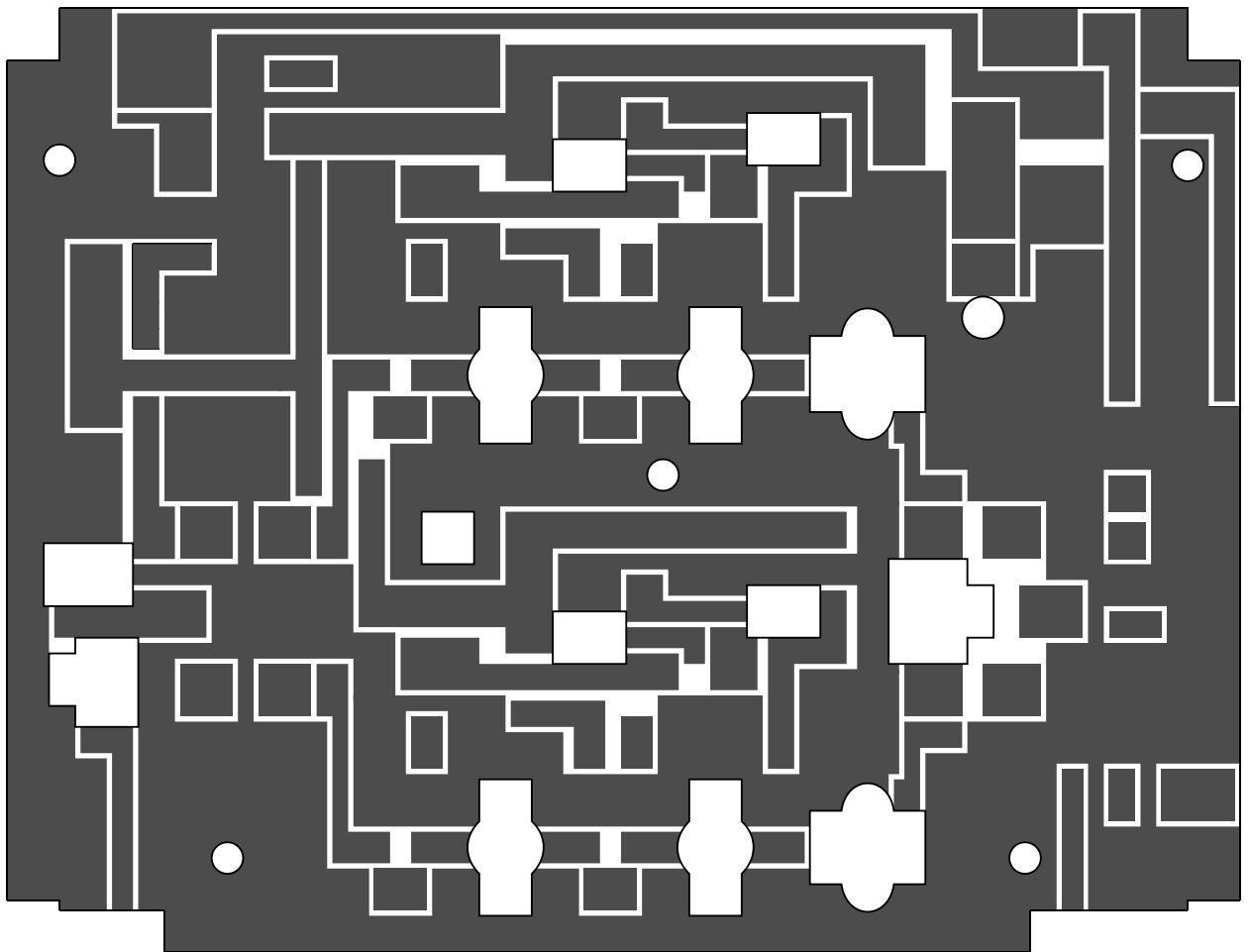


Рис. 8.40. Чертеж печатной платы полосового усилителя мощности

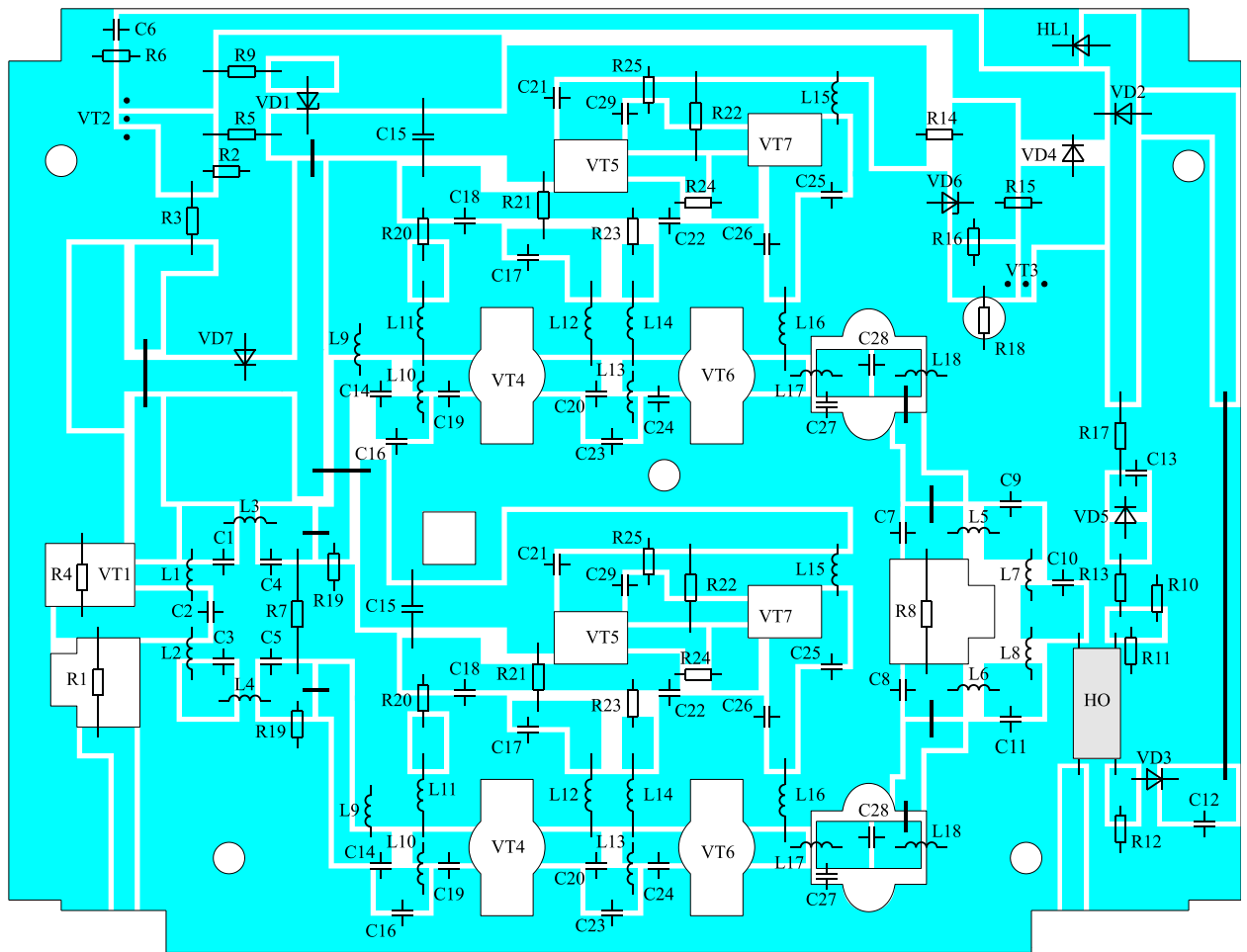


Рис. 8.41. Чертеж печатной платы полосового усилителя мощности с расположением элементов

Печатная плата размером 235·180 мм (см. рис. 8.40) изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 3 мм. Пунктирной линией на рис. 8.40 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

Транзисторы *VT1*, *VT4*, *VT5*, *VT6*, *VT7* крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Однако между транзисторами *VT5*, *VT7* и основанием следует устанавливать слюдяные прокладки и перед настройкой усилителя необходимо с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами *VT5*, *VT7* и общей шиной.

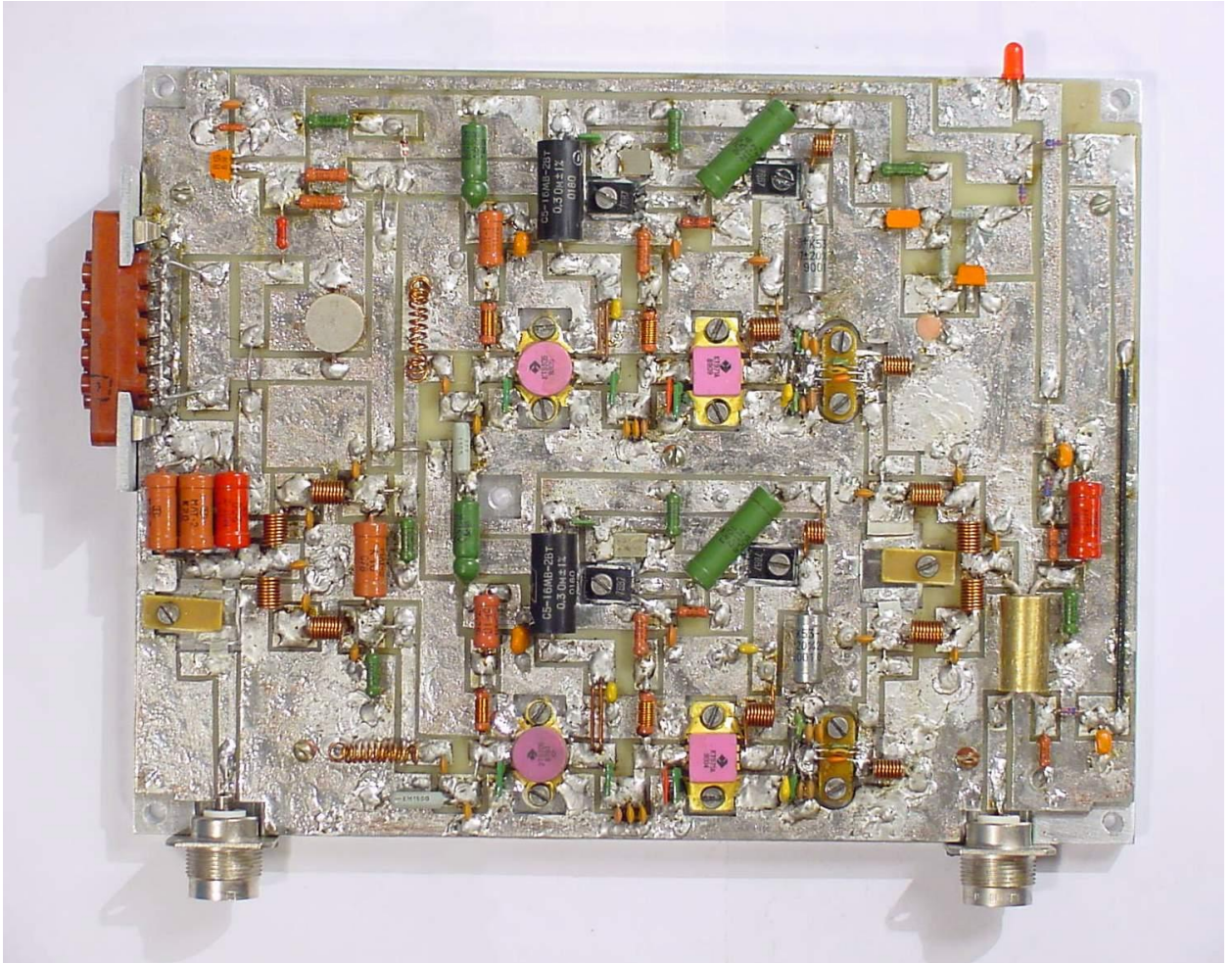


Рис. 8.42. Фотография внешнего вида усилителя

Резисторы ПУМ  $R1$  и  $R8$  напылены на керамические подложки и прижимаются к основанию с использованием теплопроводной пасты. Один из выводов элементов  $L17$ ,  $C27$ ,  $L18$  трансформаторов импедансов припаивается к металлизированным площадкам керамических подложек, имеющих размер 19·9 мм. У конденсатора  $C28$  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 трансформаторов. Для повышения надежности ПУМ конденсаторы  $C27$  и  $C28$  трансформаторов импедансов выполнены в виде параллельного соединения нескольких дисковых керамических конденсаторов.

Если нет необходимости согласования ПУМ по входу, резисторы  $R1$  и  $R4$  могут быть удалены из схемы. В этом случае коэффициент усиления ПУМ возрастает до 19...20 дБ.

Печатная плата ПУМ разработана из условия возможности его настройки на любой из поддиапазонов с  $f_{\text{ср}}$  лежащей в пределах 20...450 МГц

и с полосой пропускания равной 5...30 МГц. При настройке ПУМ на  $f_{cp}$  более 100 МГц в качестве транзистора  $VT6$  может быть использован транзистор КТ970А, при  $f_{cp}$  более 400 МГц – транзистор КТ930Б. Перерасчет элементов высокочастотного тракта ПУМ  $L1-L10$ ,  $L12$ ,  $L13$ ,  $L17$ ,  $L18$ ,  $C1-C5$ ,  $C7-C11$ ,  $C14$ ,  $C16$ ,  $C19$ ,  $C20$ ,  $C23$ ,  $C24$ ,  $C27$ ,  $C28$  на требуемую рабочую частоту производится по формулам:

$$L'_i = (65 \cdot L_i) / f_{cp} [\text{МГц}]; \quad C'_i = (65 \cdot C_i) / f_{cp} [\text{МГц}];$$

где  $f_{cp}$  [МГц] – частота  $f_{cp}$  в мегагерцах.

Необходимая длина проводов направленного ответвителя может быть рассчитана по эмпирической формуле:

$$d[\text{см}] = 700 / f_{cp} [\text{МГц}];$$

где  $d$  [см] – длина проводов в сантиметрах.

При увеличении напряжения источника питания ПУМ до 24 В его выходная мощность возрастает до 230...240 Вт, однако усилитель требует дополнительной подстройки.

Технические характеристики усилителя: максимальный уровень выходной мощности, не менее 140 Вт; полоса рабочих частот 60...70 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики  $\pm 0,5$  дБ; коэффициент усиления 12 дБ; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом; потребляемый ток в режиме молчания 0,04 А; потребляемый ток в режиме максимальной выходной мощности 28 А; напряжение источника питания 13,8 В; габаритные размеры корпуса усилителя 235·180·40 мм; КСВН по входу, не более 1,5.

### 8.15. Полосовой усилитель мощности диапазона 430...442 МГц

Функциональная схема полосового усилителя мощности, предназначенного для работы в составе передатчиков с CW, SSB или FM модуляцией, приведена на рис. 8.43.

ПУМ содержит два идентичных канальных усилителя (рис. 8.44); кольцевой сумматор мощности; схемы защиты от перегрузки по входу, от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиту.

Каждый из канальных усилителей имеет следующие характеристики: максимальный уровень выходной мощности 70...80 Вт; коэффициент усиления 19 дБ; полоса пропускания 425...445 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики  $\pm 0,5$  дБ; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом.

На входе ПУМ включен делитель мощности на резисторах  $R2$ ,  $R3$ ,  $R4$ ,  $R7$ ,  $R8$ , обеспечивающий согласование усилителя с сопротивлением генератора и возможность выравнивания коэффициентов усиления канальных усилителей в процессе настройки ПУМ.



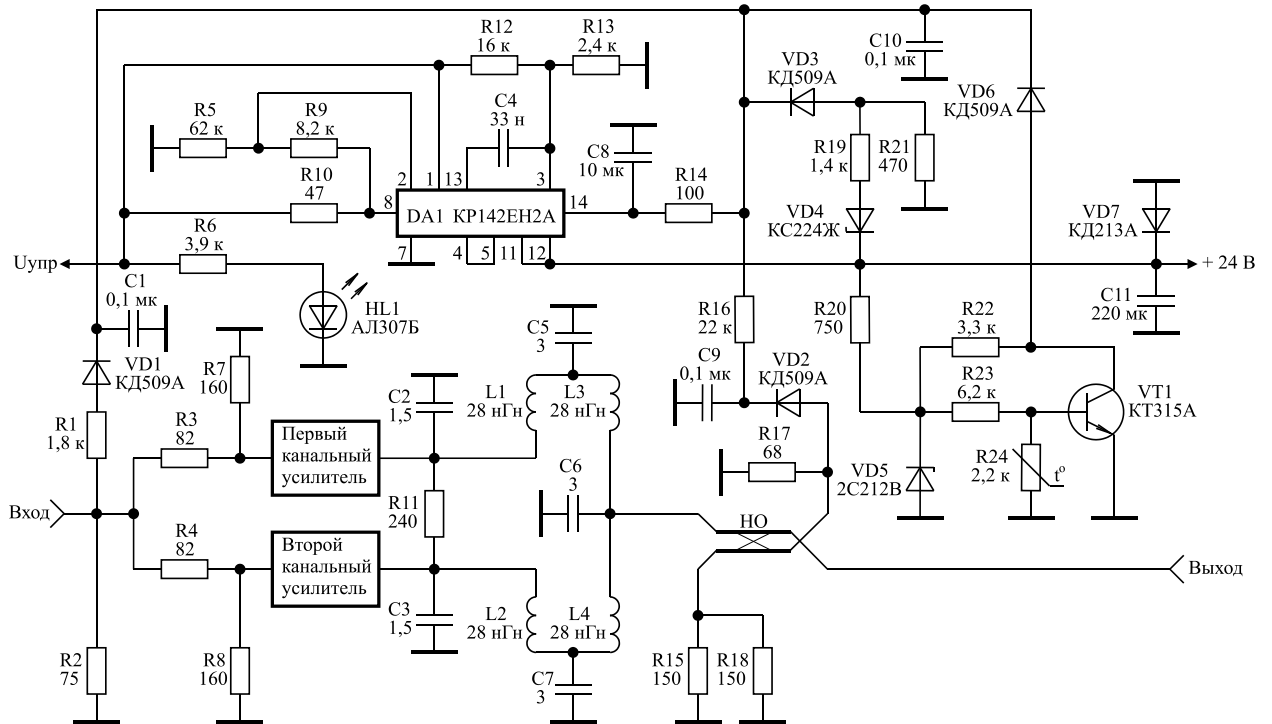


Рис. 8.43. Функциональная схема полосового усилителя мощности

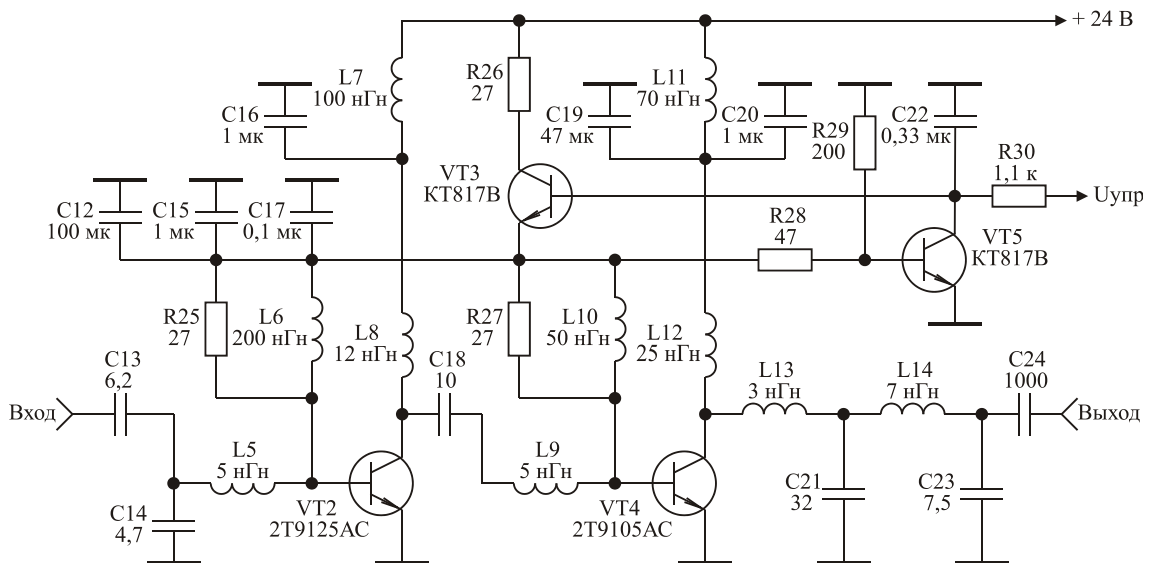


Рис. 8.44. Принципиальная схема каналных усилителей

Транзисторы тракта усиления каналных усилителей *VT2* и *VT4* работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизаторами напряжения базового смещения [21] на транзисторах *VT3* и *VT5*. Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора *R29*, стоящего в цепи базы транзистора *VT5*. При отсутствии резистора *R29* коллекторные токи каждого из транзисторов *VT2* и *VT4* составляют 10...40 мА. При подключении *R29* напряжение на базе транзистора *VT5* уменьшается и его выходное сопротивление по постоянному току

растет, что приводит к увеличению базового смещения транзисторов  $VT2$  и  $VT4$  и увеличению их коллекторных токов. Изменяя сопротивление резистора  $R29$  в пределах 100...600 Ом можно осуществить линеаризацию начального участка амплитудной характеристики разрабатываемого усилителя (см. раздел 7.4), что важно при работе передатчика в режиме с SSB модуляцией.

Стабилизаторы напряжения базового смещения используются также в качестве элемента управления коэффициентом усиления ПУМ. Срабатывание любой из защит усилителя приводит к уменьшению выходного напряжения микросхемы  $DA1$ , являющегося управляющим напряжением  $U_{упр}$  для стабилизаторов напряжения базового смещения канальных усилителей. Уменьшение  $U_{упр}$  снижает напряжения смещения на базах транзисторов  $VT3$  стабилизаторов напряжения базового смещения. Угол отсечки транзисторов  $VT2$  и  $VT4$  в этом случае уменьшается, уменьшая, тем самым, коэффициент усиления ПУМ. В случае уменьшения  $U_{упр}$  до нуля коэффициент усиления ПУМ уменьшается до 2...5 дБ.

С целью сохранения работоспособности ПУМ при подаче на его вход сигналов с амплитудой больше номинального значения, в усилителе установлен детектор на диоде  $VD1$ , выходное напряжение которого пропорционально уровню входного воздействия. При превышении входным сигналом определенного значения выпрямленное детектором напряжение приводит к уменьшению  $U_{упр}$  до нуля. Порог срабатывания защиты по входу устанавливается выбором номинала резистора  $R1$ .

С увеличением рассогласования нагрузки ПУМ с его выходным сопротивлением увеличивается напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны направленного ответвителя. Это напряжение детектируется детектором на диоде  $VD2$  и при достижении определенного уровня приводит к уменьшению  $U_{упр}$ , уменьшая тем самым коэффициент усиления ПУМ. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя падает пропорционально росту рассогласования нагрузки. Направленный ответвитель выполнен из двух проводов марки МГТФ 1-0,35 длиной 20 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор диаметром 3 мм, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран [21]. В рабочем диапазоне частот усилителя переходное затухание НО равно 25...30 дБ. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования ПУМ по выходу устанавливается выбором номинала резистора  $R16$ . Минимизация напряжения, снимаемого с выхода отраженной волны НО, при работе ПУМ на стандартную нагрузку, достигается подбором номинала резистора  $R18$ .

Схема термозащиты на транзисторе  $VT1$  минимизирует  $U_{упр}$  при превышении температурой корпуса усилителя определенного значения. Терморезистор  $R24$  схемы термозащиты приклеивается к корпусу усилителя эпоксидным клеем. С увеличением температуры корпуса сопротивление терморезистора



зистора падает, что приводит к запираанию транзистора *VT1* и срабатыванию защиты. Установка схемы термозащиты на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью соответствующего выбора номинала резистора *R23*.

Защита от превышения напряжением питания номинального значения выполнена на стабилитроне *VD4* и приводит к падению выходной мощности усилителя при величине питающего напряжения более 25,5 вольт. Диод *VD7* установлен для защиты транзисторов ПУМ от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

В усилителе использована кольцевая схема сложения мощности, выполненная на сосредоточенных элементах в виде фильтров нижних частот пятого порядка, применяемая для синфазного суммирования мощности двух каналов усиления и позволяющая создавать усилители с полосой пропускания до 20...30 % [75]. При изготовлении кольцевых схем сложения на элементах с сосредоточенными параметрами значения этих элементов могут быть рассчитаны по формулам (8.1). В нашем случае, для  $R_H = 75 \text{ Ом}$  и  $f_{cp} = 435 \cdot 10^6 \text{ Гц}$ , имеем:  $L1 = L2 = L3 = L4 = L_{\Sigma} = 27,5 \text{ нГн}$ ;  $C2 = C3 = C_{\Sigma} = 1,4 \text{ пФ}$ ;  $C5 = C6 = C7 = 2 \cdot C_{\Sigma} = 2,8 \text{ пФ}$ .

Во входных каскадах канальных усилителей использованы корректирующие цепи третьего порядка. Формирование амплитудно-частотных характеристик входных каскадов осуществляется с помощью подбора номинала конденсаторов *C14*. В выходных каскадах канальных усилителей использованы корректирующие цепи второго порядка, и формирование их амплитудно-частотных характеристик осуществляется с помощью подбора номинала конденсаторов *C18*.

На выходах канальных усилителей включены трансформаторы сопротивлений с коэффициентом трансформации 1:25, выполненные в виде фильтров нижних частот четвертого порядка (элементы *L13*, *C21*, *L14*, *C23*) [40]. В этом случае ощущаемые сопротивления нагрузки транзисторов выходных каскадов равны около 3 Ом, что позволяет получить от них максимальную мощность. Каждый из конденсаторов *C21*, *C23* реализован в виде параллельного соединения нескольких конденсаторов примерно одинакового номинала, что связано с большой выходной мощностью усилителя.

На рис. 8.45 приведен чертеж печатной платы ПУМ, на рис. 8.46 показано размещение элементов, на рис. 8.47 дана фотография его внешнего вида.

В ПУМ использованы транзисторные сборки 2Т9125АС и 2Т9105АС, предназначенные для работы в двухтактных широкополосных усилителях. Однако, поскольку каждая сборка состоит из двух идентичных транзисторов, при построении узкополосных каскадов возможно параллельное включение транзисторов сборки. В этом случае значительно упрощается процесс изготовления и настройки ПУМ. Условия работы транзисторов сборки, при этом, только облегчаются, поскольку в двухтактных каскадах затруднительно осуществить проверку идентичности условий работы транзисторов сборки.

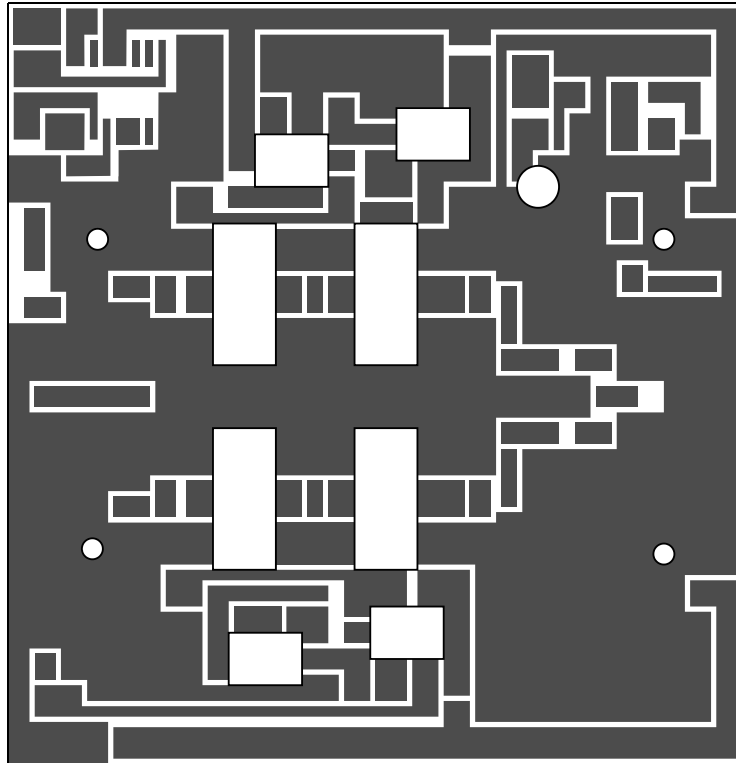


Рис. 8.45. Чертеж печатной платы полосового усилителя мощности

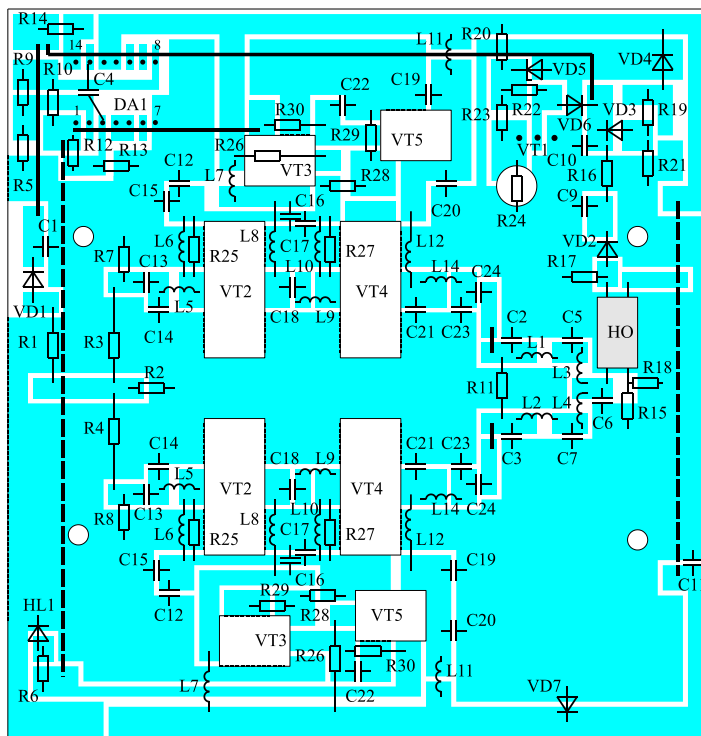


Рис. 8.46. Чертеж печатной платы полосового усилителя мощности с расположением элементов



Рис. 8.47. Фотография внешнего вида усилителя

Печатная плата ПУМ размером 145·140 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 3 мм. Пунктирной линией на рис. 8.45 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. Металлизация необходима для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы. Для улучшения теплоотдачи ПУМ при длительной работе и для удобства его настройки печатная плата устанавливается на дюралевое основание размером 160·145·10 мм, что видно на рис. 8.47.

Транзисторы *VT2*, *VT3*, *VT4*, *VT5* крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Однако между транзисторами *VT3*, *VT5* и основанием необходимо устанавливать слюдяные прокладки и перед настройкой усилителя следует убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами *VT3*, *VT5* и общей шиной.

Технические характеристики усилителя: максимальный уровень выходной мощности, не менее 125 Вт; полоса рабочих частот 430...442 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики  $\pm 1$  дБ; коэффициент усиления 16 дБ; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом; потребляемый ток в режиме молчания 0,15 А; потребляемый ток в режиме максимальной выходной мощности 16 А; напряжение источника питания 24 В.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебном пособии рассмотрены вопросы: использования автоматической регулировки режима по постоянному току в сверхширокополосных усилителях мощности класса А; параметрического синтеза мощных сверхширокополосных и полосовых усилительных каскадов с корректирующими цепями и параметрического синтеза трансформаторов сопротивлений выходных каскадов передатчиков систем радиовещания и радиосвязи; схемотехники многоканальных импульсных усилителей с частотным разделением каналов; схемотехники усилителей маломощных телевизионных передатчиков.

Описанные методы расчета и принципы построения линейных усилителей мощности позволяют: создавать экономичные сверхширокополосные усилители класса А с КПД в среднем в 2...3 раза превышающим средний КПД таких усилителей изготовленных по традиционным технологиям; разрабатывать усилители постоянного тока с техническими характеристиками, сочетающими в себе достоинства традиционных схемных решений их построения с параметрами усилителей СВЧ-диапазона; в 1,5...2 раза повысить выходную мощность и КПД имеющегося парка маломощных телевизионных передатчиков; значительно повысить надежность проектируемых усилителей благодаря использованию описанных в пособии схем защиты.

Материал учебного пособия отвечает существующим в настоящее время тенденциям повышения качества радиотехнических систем и способствует решению задачи их электромагнитной совместимости.

### Список использованных источников

1. Гельвич Э.А., Лопин М.И. СВЧ-усилители средней и большой мощности нового поколения // Радиотехника. – 1999. – № 4. – С. 18–31.
2. Гребенников А.В., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности для систем подвижной радиосвязи метрового и дециметрового диапазонов волн // Радиотехника. – 2000 – № 5. – С. 83–86.
3. Шварц Н.З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах. – М.: Радио и связь, 1987. – 200 с.
4. Пикосекундная импульсная техника / В.Н. Ильюшенко, Б.И. Авдоченко, В.Ю. Баранов и др.; Под ред. В.Н. Ильюшенко. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 368 с.
5. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Транзисторные усилители мощности с повышенными энергетическими характеристиками. Томск: Изд-во ИОА СО РАН, 2004. – 286 с.
6. Широкополосные радиопередающие устройства / Алексеев О.В., Головкин А.А., Полевой В.В., Соловьев А.А.; Под ред. О.В. Алексеева. – М.: Связь, 1978. – 304 с.
7. Рэд Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50 – омная техника: Пер. с нем. – М.: Мир, 1990. – 256 с.
8. Проектирование радиопередатчиков / В.В. Шахгильдян, М.С. Шумилин, В.Б. Козырев и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2000. – 656 с.
9. Богданович Б.М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. – М.: Связь, 1980.–280 с.
10. Титов А.А. Повышение выходной мощности транзисторных усилителей в режиме А // Радиотехника. – 1985. – № 3. – С. 81–83.
11. Титов А.А. Компенсация влияния детекторного эффекта в усилителе с автоматической регулировкой потребляемого тока. // Радиотехника. – 1987. – № 8. – С. 10–13.
12. Богданович Б.М. Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном. – М.: Радио и связь, 1984. – 176 с.
13. Hanington G., Chen P.F., Asbeck P.M., Larson L. High – efficiency power amplifier using dynamic power – supply voltage for CDMA applications // IEEE Trans. Microwave Theory and Techn. – 1999. – Vol. 47. – No. 8. – P. 1471–1476.
14. Титов А.А., Титова М.А. Синтез трансформаторов сопротивлений выходных каскадов передатчиков систем радиовещания и радиосвязи // Известия Томского политехнического университета – 2005. – № 1. – С. 165–170.
15. 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.

16. Howard A. Higher manufacturing yields using DOE // Microwave J. – 1994. – Vol. 37. – No. 7. – P. 92–98.
17. ГОСТ 20532 – 83. Радиопередатчики телевизионные 1 – 5 диапазонов. Основные параметры, технические требования и методы измерений. – М.: Издательство стандартов, 1984. – 34 с.
18. ГОСТ Р 50890 – 96. Передатчики телевизионные маломощные. Основные параметры. Технические требования. Методы измерений. – М.: Издательство стандартов, 1996. – 36 с.
19. Алексеев О.В., Грошев Г.А., Чавка Г.Г. Многоканальные частотно-разделительные устройства и их применение. – М.: Радио и связь, 1981. – 135 с.
20. Титов А.А. Расчет схемы активной коллекторной термостабилизации и ее использование в усилителях с автоматической регулировкой потребляемого тока. // Электронная техника. Сер. СВЧ – техника. – 2001. – №. 2– С. 42–46.
21. Титов А.А. Двухканальный усилитель мощности с диплексерным выходом // Приборы и техника эксперимента. – 2001. – № 1. – С. 68–72.
22. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Музыченко Н.М. Модуляционные источники питания РЭА. – Томск: Радио и связь, Томский отдел, 1990. – 336 с.
23. Розов В.М., Кузьмин В.Ф. Однополосные коротковолновые радиопередатчики. – М.: Изд-во МЭИС, 1970. – 76 с.
24. Титов А.А. Сверхширокополосные усилители мощности. Эффективность автоматической регулировки режима класса А // Электроника: НТБ. – 2003. – № 4. – С. 32–35.
25. Петухов В.М. Транзисторы и их зарубежные аналоги: Справочник. В 4 томах. – М.: Издательское предприятие «РадиоСофт», 2000.
26. Титов А.А. Нелинейные искажения в мощной широкополосной усилительной ступени с автоматической регулировкой потребляемого тока // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2001. – № 11. – С. 71–77.
27. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров: Пер. с нем. – М.: Радио и связь, 1983. – 752 с.
28. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Широкополосный усилитель мощности / Свидетельство на полезную модель № 32940 Российского агентства по патентам и товарным знакам – Оpubл. 27.09.2003 Бюл. № 27.
29. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Широкополосный усилитель мощности с автоматической регулировкой потребляемого тока. / Свидетельство на полезную модель 21703 Российского агентства по патентам и товарным знакам – Оpubл. 27.01.2002. – Бюл. № 3.
30. Титов А.А. Расчет верхней границы линейного динамического диапазона многооктавных транзисторных усилителей мощности // Радиотехника. – 1985. – № 10. – С. 81–84.
31. Потемкин В.Г. Система инженерных и научных расчетов MATLAB 5.x: - В 2-х т. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1999.

32. 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.
33. Ланнэ А.А. Оптимальный синтез линейных электронных схем. – М.: Связь, 1978. – 336 с.
34. Муртаф Б. Современное линейное программирование: Пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 224 с.
35. Смирнов Р.А. Оптимизация параметров импульсных и широкополосных усилителей. – М.: Энергия, 1976. – 200 с.
36. Гринберг Г.С., Могилевская Л.Я., Хотунцев Ю.Л. Численное моделирование нелинейных устройств на полевых транзисторах с барьером Шотки // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 1993. – Вып. 4. – С. 18–22.
37. Титов А.А. Параметрический синтез широкополосных усилительных ступеней с заданным наклоном амплитудно-частотной характеристики // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2002. – № 10. – С. 26–34.
38. Титов А.А. Особенности изготовления и настройки УМ на 142-148 МГц // Радиолюбби. – 2003. – № 5. – С. 35–36.
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. – Вып. 1. – С. 99–110.
41. Ильюшенко В.Н., Титов А.А. Многоканальные импульсные устройства с частотным разделением каналов // Радиотехника. – 1991. – № 1. – С. 22–24.
42. А.с. 1653128 СССР, Н 03 F 1/42. Широкополосный усилитель / Ильюшенко В.Н., Титов А.А. – Опубл. 30.05.91.
43. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Повышение выходной мощности усилителей пикосекундных импульсов неограниченной длительности // Научная сессия МИФИ-2003. Сборник научных трудов. В 14 томах. – 2003 – Том 1. – С. 150–151.
44. Титов А.А. Расчет частотно-разделительных цепей многоканальных импульсных усилителей // Радиотехника. – 2002. – № 10. – С. 38–41.
45. Обихвостов В.Д., Ильюшенко В.Н., Авдоченко Б.И., Донских Л.П., Титов А.А. Пикосекундный усилитель постоянного тока с регулируемым усилением // ПТЭ. – 1990. – № 2. – С. 242.
46. 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.

47. Титов А.А. Многоканальные импульсные усилители с частотным разделением каналов // Известия вузов. Сер. Электроника. – 2003. – № 3. – С. 47–52.
48. А.с. 202252 СССР. Направленный ответвитель для систем коллективного приема телевидения. / В.Д. Кузнецов, Н.Б. Аблин. – Оpubл. в Б.И., 1967. – № 19.
49. Титов А.А. Усилитель мощности для оптического модулятора // Приборы и техника эксперимента. – 2002. – № 5. – С. 88–90.
50. Зернов Н.В., Карпов В.Г. Теория радиотехнических цепей. – М.: Энергия, 1965. – 892 с.
51. Титов А.А. Повышение выходной мощности и КПД маломощных телевизионных передатчиков // Электроника: НТБ – 2004. – № 3. – С. 26–28.
52. Заявка 19708837, Германия, Н 04 В 1/04. Устройство для регулировки выходной мощности ВЧ передатчика / Mader Thomas, Kottschlag Gerhard, Pitz Gerhard, Gallmann Arnd, Mevissen Walter. – Оpubл. 10.9.98.
53. Патент 5426395, США, Н 03 G 3/20. Способ и аппаратура для защиты мощных усилителей от работы на повышенной мощности / Cygan Lawrence. – Оpubл. 20.6.95.
54. Иванов В.К. Оборудование радиотелевизионных передающих станций. – М.: Радио и связь, 1989. – 336 с.
55. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Устройство для защиты усилителя мощности от перегрузки / Патент на изобретение № 2217861 Российского агентства по патентам и товарным знакам. – Оpubл. 27.11.2003 Бюл. № 33.
56. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – М.: Энергия, 1977. – 672 с.
57. Завражнов Ю.В., Хвостов А.В. Высоколинейные усилители мощности радиопередатчиков // Радиотехника. – 2000. – № 12. – С. 68–73.
58. Лисицкий А.П., Никифоров В.В. Методы уменьшения нелинейных искажений сигналов в радиопередающих трактах // Сб. «Полупроводниковая электроника в технике связи» / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Радио и связь, 1990. – Вып. 28. – С. 95–106.
59. Титов А.А. Разработка полосовых усилителей мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики // Электронная техника. Сер. СВЧ – техника. – 2002. – Вып. 2. – С. 33–39.
60. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Усилитель мощности // Патент на изобретение № 2231212 Российского агентства по патентам и товарным знакам. – Оpubл. 20.06.2004 Бюл. № 17.
61. Рэд Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50 – омная техника: Пер. с нем. – М.: Мир, 1990. – 256 с.
62. Дьячко А.Н., Бабак Л.И. Расчет сверхширокополосного усилительного каскада с заданными частотными и временными характеристиками // Радиотехника. – 1988. – № 10. – С. 17–18.



63. Титов А.А. Расчет межкаскадной корректирующей цепи многооктавного транзисторного усилителя мощности. // Радиотехника. – 1987. – № 1. – С. 29–31.
64. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Широкополосный датчик высокочастотного тока / Свидетельство на полезную модель № 32883 Российского агентства по патентам и товарным знакам – Опубл. 27.09.2003 Бюл. № 27.
65. Кузнецов А.С., Кутин Г.И. Методы исследования эффекта нелинейного рассеяния электромагнитных волн // Зарубежная радиоэлектроника. – 1985. – № 4. – С. 41–53.
66. Титов А.А., Ильюшенко В.Н., Авдоченко Б.И., Обихвостов В.Д. Широкополосный усилитель мощности для работы на несогласованную нагрузку // Приборы и техника эксперимента. – 1996. – № 2. – С. 68–69.
67. Титов А.А., Мелихов С.В. Широкополосный усилитель мощности с системой защиты // Приборы и техника эксперимента. – 1993. – № 2. – С. 105–107.
68. Бабак Л.И., Дьячко А.Н. Мощный наносекундный видеоусилитель по схеме со сложением напряжений // Приборы и техника эксперимента. – 1981. – № 3. – С. 127–129.
69. Титов А.А., Мелихов С.В. Усилитель мощности с защитой от перегрузок // Приборы и техника эксперимента. – 1993. – № 6. – С. 118–121.
70. Дьячко А.Н., Мелихов С.В., Титов А.А. Широкополосный усилитель мощности для акустооптических систем // Приборы и техника эксперимента. – 1991. – № 2. – С. 111–112.
71. Мелихов С.В., Титов А.А. Широкополосный усилитель средней мощности с регулируемым усилением // Приборы и техника эксперимента. – 1989. – № 5. – С. 166–167.
72. Титов А.А. Параметрический синтез межкаскадной корректирующей цепи сверхширокополосного усилителя мощности // Известия вузов. Электроника. – 2002. – № 6. – С. 81–87.
73. Титов А.А., Мелихов С.В., Донских Л.П. Широкополосный усилитель с импульсным питанием // Приборы и техника эксперимента. – 1992. – № 1. – С. 122–123.
74. Титов А.А. Полосовой усилитель мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики // Приборы и техника эксперимента. – 2003. – № 4. – С. 65–68.
75. Карпов В.М., Малышев В.А., Перевоицков И.В. Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами / Под ред. В.А. Малышева. – М.: Радио и связь, 1984. – 238 с.
76. 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.