

Министерство образования и науки Российской Федерации  
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ  
И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра радиоэлектроники и защиты информации (РЗИ)

УТВЕРЖДАЮ

Заведующий кафедрой РЗИ

\_\_\_\_\_ А.С. Задорин

\_\_\_\_\_ 2012 г.

**МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ УСИЛИ-  
ТЕЛЕЙ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ**

Учебно-методическое пособие по курсовому проектированию  
для студентов радиотехнических специальностей

Разработчик:

\_\_\_\_\_ А.А. Титов

УДК 621.396

Рецензент: А.С. Красько, старший преподаватель кафедры Радиоэлектроники и защиты информации Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

**Титов А.А.**

Методы повышения выходной мощности усилителей радиопередающих устройств: Учебно-методическое пособие по курсовому проектированию для студентов радиотехнических специальностей. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 41 с.

Пособие содержит описание методов и схемных решений, с помощью которых достигается повышение выходной мощности усилителей радиопередающих устройств, методики расчета рассматриваемых схемных решений.

© Томский гос. ун-т систем  
управления и радиоэлектроники, 2012  
©Титов А.А., 2012

## Содержание

Введение.....	4
1. Исходные данные для проектирования .....	5
1.1. Структурная схема тракта передачи .....	5
1.2. Модели мощных транзисторов .....	6
2. Схемы стабилизации рабочей точки и стабилизации напряжения базового смещения транзисторов усилителей мощности .....	8
2.1. Расчет элементов схемы эмиттерной стабилизации .....	9
2.2. Расчет элементов схемы активной коллекторной стабилизации .....	11
2.3. Выбор элементов схемы стабилизации напряжения базового смещения .....	13
3. Непосредственное сложение мощности, отдаваемой несколькими транзисторами.....	19
3.1. Параллельное соединение транзисторов .....	19
3.2. Последовательно-параллельное соединение транзисторов .....	20
3.3. Последовательное соединение транзисторов .....	23
4. Устройства сложения мощности, отдаваемой несколькими выходными каскадами .....	25
4.1. Широкополосные сумматоры на ферритовых сердечниках .....	26
4.2. Сумматоры на коаксиальных отрезках линий передачи с симметричным входом и несимметричным выходом .....	28
4.3. Кольцевые схемы сложения .....	31
4.4. Трехдецибелльные уравнивательные мосты .....	33
5. Схемотехнические методы повышения выходной мощности .....	34
5.1. Передающие тракты с отрицательная обратная связь по огибающей ...	35
5.2. Передающие тракты со связью вперед .....	36
5.3. Передающие тракты с коррекцией амплитудных характеристик .....	37
5.4. Особенности повышения выходной мощности ТВ передатчиков .....	41
5.5. Использование автоматической регулировки потребляемого тока .....	44
6. Список использованных источников .....	48

## ВВЕДЕНИЕ

Требуемые уровни выходной мощности усилителей радиопередающих устройств превышают возможности современной элементной базы. Поэтому при их создании используются различные методы повышения выходной мощности, основанные на применении схем сложения мощностей, отдаваемых несколькими транзисторами [1–9] и реализации оптимальных условий работы активного элемента [2, 10–13]. В известной учебной и научной литературе материал, посвященный этой проблеме, не всегда представлен в удобном для проектирования виде. К тому же в теории усилителей нет достаточно обоснованных доказательств преимущества использования того либо иного схемного решения при разработке конкретного усилительного устройства. В этой связи проектирование усилителей во многом основано на интуиции и опыте разработчика. При этом, разные разработчики, чаще всего, по-разному решают поставленные перед ними задачи, достигая требуемых результатов. Поэтому в данном пособии собраны наиболее известные и эффективные схемные решения повышения выходной мощности усилителей, а соотношения для их расчета даны без выводов. Ссылки на литературу позволяют найти, при необходимости, доказательства справедливости приведенных соотношений. Поскольку, как правило, усилители работают в стандартном 50 либо 75-омном тракте, соотношения для расчета даны исходя из указанных условий.

# 1. ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

## 1.1. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ТРАКТА ПЕРЕДАЧИ

Радиопередающие устройства предназначены для формирования радиочастотных сигналов, их усиления и последующей передачи этих сигналов к потребителю.

Общая структурная схема радиопередающего устройства может быть представлена в виде, изображенном на рис. 1.1 [9].

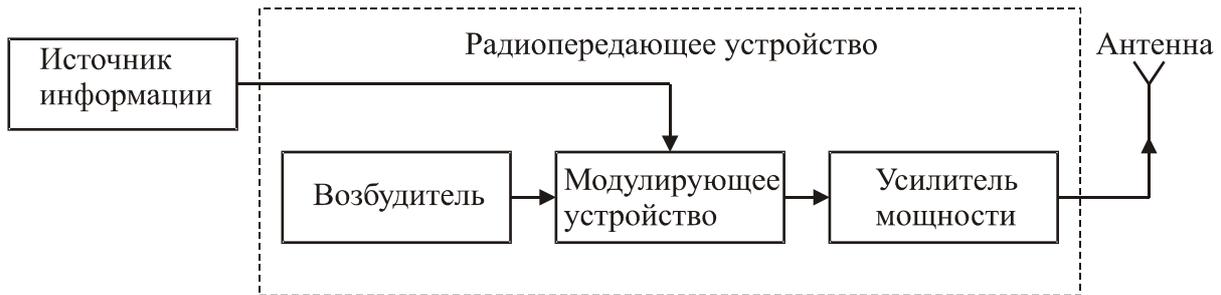


Рис. 1.1

Основными элементами этой схемы являются:

- возбудитель, предназначенный для формирования несущего колебания;
- модулирующее устройство, изменяющее параметры несущего колебания для однозначного отображения в нем передаваемой информации;
- усилитель мощности, предназначенный для обеспечения необходимых энергетических характеристик электромагнитных колебаний.

Методы проектирования возбуждателей, модулирующих устройств, усилителей мощности и способы решения общих вопросов построения радиопередающих устройств описаны в [9, 10, 13, 14]. Одной из важнейших при разработке радиопередатчиков является задача получения заданной выходной мощности в антенне. Эта задача решается выбором соответствующего технического решения для построения выходных каскадов усилителей радиопередатчиков. Чаще всего требуемая выходная мощность превышает мощность, которую можно получить от одного активного элемента. В этом случае используются различные методы суммирования мощности, отдаваемой несколькими транзисторами.

В общем случае структурная схема усилителя мощности может быть представлена в виде, приведенном на рис. 1.2.

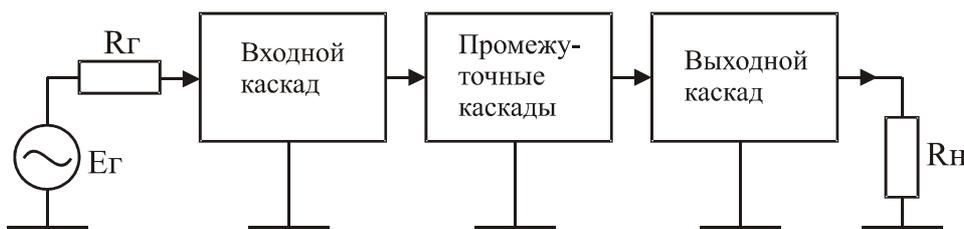


Рис. 1.2

Входной и промежуточные каскады реализуются, как правило, на основе последовательного соединения корректирующих цепей и транзисторов [10, 15]. Выходной каскад, при необходимости получения выходной мощности превышающей мощность, которую можно получить от одного активного элемента, строится с использованием схем суммирования мощности, отдаваемой несколькими транзисторами [1–9].

В настоящем учебно-методическом пособии рассмотрены вопросы построения выходных каскадов транзисторных широкополосных (многооктавных) и полосовых (с полосой пропускания меньше октавы) усилителей мощности радиопередающих устройств диапазона метровых и дециметровых волн с суммированием мощности отдаваемой несколькими транзисторами. Кроме того, рассмотрены методы повышения выходной мощности радиопередатчиков, основанные на реализации оптимальных условий работы активного элемента [2,10–13, 16–19].

## 1.2. МОДЕЛИ МОЩНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Используемые в настоящее время методы проектирования широкополосных и полосовых транзисторных усилителей мощности радиопередающих устройств диапазона метровых и дециметровых волн основаны на применении однонаправленных моделей мощных биполярных (рис. 1.3) и полевых (рис. 1.4) транзисторов [20–25].

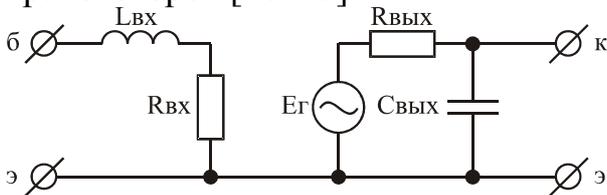


Рис. 1.3

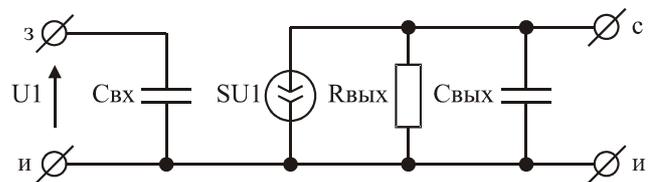


Рис. 1.4

Значения элементов однонаправленной модели биполярного транзистора, представленной на рис. 1.3, могут быть рассчитаны по следующим формулам [20, 23]:

$$L_{вх} = L_{б} + L_{э};$$

$$R_{вх} = r_{б};$$

$$C_{вых} = C_{к};$$

$$R_{вых} = U_{кэ.мах} / I_{к.мах},$$

где  $L_{б}$ ,  $L_{э}$  – индуктивности выводов базы и эмиттера;

$r_{б}$  – сопротивление базы;

$C_{к}$  – емкость коллекторного перехода;

$U_{кэ.мах}$ ,  $I_{к.мах}$  – максимально допустимые постоянное напряжение коллектор-эмиттер и постоянный ток коллектора.

При расчетах по схеме замещения приведенной на рис. 1.3, вместо  $E_{г}$  используют параметр  $G_{ном12}$  – коэффициент усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования [26], равный:

$$G_{ном12} = (\omega_{ном} / \omega)^2, \quad (1.1)$$

где  $\omega_{ном} = 2\pi f_{ном}$  – круговая частота, на которой коэффициент усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования равен единице;

$\Omega$  – текущая круговая частота.

Формула (1.1) и однонаправленная модель (рис. 1.3) справедливы для области рабочих частот выше  $f_{\beta} = f_T / \beta_o$  [24], где  $\beta_o$  – статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером;  $f_T$  – граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером.

Значения элементов однонаправленной модели полевого транзистора, представленной на рис. 1.4, могут быть рассчитаны по следующим формулам [9, 25]:

$$C_{вх} = C_{зи} + C_{зс}(1 + SR_э);$$

$$C_{вых} = C_{си} + C_{зс};$$

$$R_э = R_{ввых} R_H / (R_{ввых} + R_H),$$

где  $C_{зи}$  – емкость затвор-исток;

$C_{зс}$  – емкость затвор-сток;

$C_{си}$  – емкость сток-исток;

$S$  – крутизна;

$R_{ввых}$  – сопротивление сток-исток;

$R_H$  – сопротивление нагрузки каскада на полевом транзисторе.

Приведенные в данном учебно-методическом пособии методики расчета схем суммирования мощности нескольких транзисторов и схем реализации оптимальных условий работы активного элемента основаны на использовании приведенных однонаправленных моделей транзисторов.

## **2. СХЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ И СТАБИЛИЗАЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ БАЗОВОГО СМЕЩЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ**

При проектировании широкополосных передатчиков диапазона метровых и дециметровых волн традиционным является использование транзисторов усилителей мощности в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой [13, 16]. 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, ввиду неминимально-фазового сдвига сигнала в транзисторе и фазового сдвига, обусловленного конечным временем распространения сигнала в цепи обратной связи, нет возможности для построения усилителей с глубокой общей отрицательной обратной связью, обеспечивающей уменьшение искажений формы выходного сигнала [13, 131, 27–28]. Реализация глубокой местной отрицательной обратной связи для минимизации искажений невозможна, во-первых, из-за малого коэффициента усиления активного элемента в верхней части рабочего диапазона частот, а во-вторых, в силу того, что использование отрицательной обратной связи в мощных усилителях связано с поглощением значительной части выходной

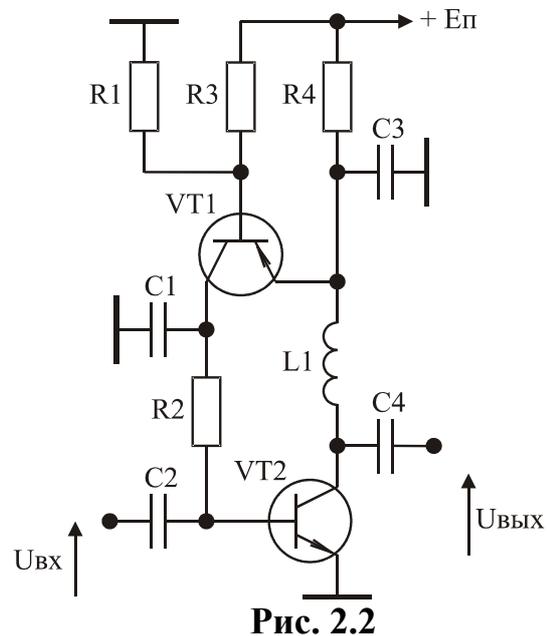
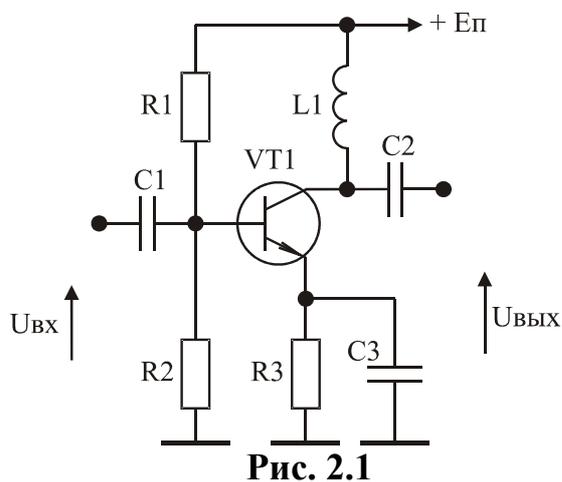
мощности в резистивных элементах цепи отрицательной обратной связи [5, 13, 29, 30].

При проектировании полосовых передатчиков диапазона метровых и дециметровых волн используется режим класса АВ или В, то есть режим с отсечкой коллекторного тока [9, 10, 13, 14].

Для устранения влияния температуры окружающей среды, детекторного эффекта и других дестабилизирующих факторов на режимы работы транзисторов проектируемых усилителей мощности используются различные схемы стабилизации этих режимов. Наиболее эффективными из них являются схемы эмиттерной и активной коллекторной стабилизации, применяемые в широкополосных усилителях [6, 31, 32], и схема стабилизации напряжения базового смещения, применяемая в полосовых усилителях [33, 34].

## 2.1. РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ ЭМИТТЕРНОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ

Эмиттерная стабилизация рабочей точки транзистора применяется при разработке маломощный широкополосных радиопередающих устройств. Это обусловлено необходимостью рассеивания большой мощности на резисторе стоящем в цепи эмиттера при создании мощных передатчиков. Кроме того, по правилам эксплуатации мощных транзисторов их эмиттеры должны быть заземлены [35]. Принципиальная схема каскада с эмиттерной стабилизацией приведена на рис. 2.1 [36, 37].



В соответствии с рекомендациями, приведенными в [37], расчет элементов схемы эмиттерной стабилизации производится по соотношениям:

$$R_1 = (E_n - U_{R3} - U_{бэ0}) / (I_d + I_{б0});$$

$$R_2 = (U_{R3} + U_{бэ0}) / I_d;$$

$$R_3 = U_{R3} / (I_{к0} + I_{б0}),$$

где  $E_n = U_{R3} + U_{кэ0}$  – напряжение питания;

$U_{R3}$  – напряжение на резисторе  $R_3$ , выбираемое в пределах 2...5 В [37];

$U_{кэо}$  – напряжение коллектор-эмиттер в рабочей точке транзистора;

$U_{бэо}$  – напряжение на переходе база-эмиттер, равное около 0,7 В;

$I_{д} = (3...10) I_{бo}$  – ток делителя образованного резисторами  $R_1$  и  $R_2$ ;

$I_{бo} = I_{кo}/\beta_o$  – ток базы в рабочей точке;

$\beta_o$  – статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером;

$I_{кo}$  – ток коллектора в рабочей точке.

Согласно [13], при заданном выходном напряжении  $U_{вых}$  и заданном сопротивлении нагрузки  $R_H$ , напряжение  $U_{кэо}$  и ток  $I_{кo}$  в рабочей точке транзистора  $VT_1$  могут быть рассчитаны по формулам:

$$\left. \begin{aligned} U_{кэо} &= U_{вых} / \xi; \\ I_{кo} &= U_{вых} / R_H \psi, \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

где  $\psi, \xi$  – коэффициенты использования транзистора по току и напряжению.

Изменение тока в рабочей точке транзистора при заданном изменении температуры его переходов и рассчитанных значениях элементов схемы эмиттерной стабилизации можно определить по соотношениям из [38].

## 2.2. РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ АКТИВНОЙ КОЛЛЕКТОРНОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ

Схема активной коллекторной стабилизации используется, как правило, при разработке мощных широкополосных радиопередающих устройств [2, 32, 39]. Принципиальная схема каскада с активной коллекторной стабилизацией приведена на рис. 2.2.

Физика работы схемы активной коллекторной стабилизации заключается в следующем. Напряжение на базе транзистора  $VT_1$  зафиксировано базовым делителем на резисторах  $R_1$  и  $R_3$ . Поэтому при увеличении коллекторного тока транзистора  $VT_2$ , вызванного изменением температуры либо детекторным эффектом, и увеличении, вследствие этого, напряжения на резисторе  $R_4$ , уменьшается напряжение на переходе база-эмиттер транзистора  $VT_1$ . Это ведёт к уменьшению его коллекторного тока, который является базовым током транзистора  $VT_2$ , что, в свою очередь, препятствует дальнейшему росту коллекторного тока транзистора  $VT_2$ . И, наоборот, при уменьшении коллекторного тока транзистора  $VT_2$  транзистор  $VT_1$  открывается, увеличивая базовый ток транзистора  $VT_2$ .

В [39] показано, что при условии:

$$U_{R4} \geq 1 \text{ В}, \quad (2.2)$$

где  $U_{R4}$  – напряжение на резисторе  $R_4$ , изменение температуры окружающей среды от минус 60 °С до плюс 60 °С приводит к нестабильности тока покоя транзистора  $VT_2$  не превышающей 2 %. Исходя из этого, можно рекомендовать выбор напряжения на резисторе  $R_4$  из условия (2.2).

Напряжение  $U_{кэо2}$  и ток  $I_{кo2}$  в рабочей точке транзистора  $VT_2$  могут быть рассчитаны по соотношениям (2.1). Поэтому будем считать, что  $U_{кэо2}$  и

$I_{к02}$  известны. Кроме того, так как напряжение на переходе база-эмиттер открытого кремниевого транзистора равно около 0,7 В, будем полагать известными напряжения база-эмиттер транзистора  $VT_1$   $U_{бэ1}$  и транзистора  $VT_2$   $U_{бэ2}$ .

В этом случае расчет элементов схемы стабилизации сводится к следующему. По известному значению напряжения  $U_{кэ02}$ , с учётом соотношения (2.2), выбирается напряжение питания  $E_n$ , и определяется величина резистора  $R_4$ :

$$R_4 = (E_n - U_{кэ02}) / I_{к02}.$$

Рассчитываются ток  $I_{к01}$  и напряжение  $U_{кэ01}$  в рабочей точке транзистора  $VT_1$ :

$$\left. \begin{aligned} I_{к01} &= I_{к02} / \beta_{02}; \\ U_{кэ01} &= U_{кэ02} / 2, \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

где  $\beta_{02}$  – статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером транзистора  $VT_2$ . Выбор напряжения  $U_{кэ01}$  по (2.3) обусловлен тем, что при изменении температуры ток  $I_{к01}$  должен иметь возможность изменяться как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения относительно своего номинального значения.

После выбора транзистора  $VT_1$ , по известным  $I_{к01}$  и  $U_{кэ01}$ , определяется величина резистора  $R_2$ :

$$R_2 = (U_{кэ02} - U_{кэ01} - U_{бэ2}) / I_{к01},$$

и ток базового делителя транзистора  $VT_1$ :

$$I_{\partial} = 10 I_{к01} / \beta_{01},$$

где  $\beta_{01}$  – статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером транзистора  $VT_1$ .

По выбранному значению  $I_{\partial}$  рассчитываются значения резисторов  $R_1$  и  $R_3$ :

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= (E_n - U_{R4} - U_{бэ1}) / I_{\partial}; \\ R_3 &= (U_{R4} + U_{бэ1}) / I_{\partial}. \end{aligned} \right\}$$

Конденсатор  $C_1$  служит для разрыва петли активной обратной связи на высоких частотах, где обратная связь начинает носить комплексный характер и возможно самовозбуждение схемы. Дроссель  $L_1$  необходим для того, чтобы на частотах сигнала коллекторная цепь транзистора  $VT_2$  не шунтировала нагрузку.

### 2.3. ВЫБОР ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ БАЗОВОГО СМЕЩЕНИЯ

Схема стабилизации напряжения базового смещения транзисторов полосовых усилителей мощности используется для стабилизации угла отсечки при изменении уровня усиливаемого сигнала и температуры радиатора, на котором устанавливаются транзисторы усилителя [33, 34, 40]. Кроме того, ее применение позволяет осуществлять линеаризацию начального участка амплитудной ха-

рактеристики разрабатываемого усилителя [1, 41]. Принципиальная схема каскада со схемой стабилизации напряжения базового смещения приведена на рис. 2.3.

Физика работы схемы стабилизации базового смещения, собранной на транзисторах  $VT_1$  и  $VT_3$ , заключается в следующем. Напряжение смещения подается на базу транзистора усилительного каскада  $VT_2$  с эмиттера транзистора  $VT_1$  и равно около 0,7 В. При подаче усиливаемого сигнала на вход каскада напряжение на обкладке конденсатора  $C_2$ , подключенной к базе транзистора  $VT_2$ , начинает уменьшаться, что связано с нелинейностью входной характеристики транзистора  $VT_2$ . Поэтому без использования схемы стабилизации угол отсечки уменьшается с увеличением уровня усиливаемого сигнала. Малое выходное сопротивление схемы стабилизации по постоянному току препятствует этому. При нагревании транзистора  $VT_2$  и неизменном напряжении базового смещения угол отсечки увеличивается, поэтому транзистор может выйти из строя. Схема стабилизации препятствует этому, так как транзистор  $VT_3$  также нагревается, его выходное сопротивление уменьшается и благодаря этому уменьшается напряжение базового смещения транзистора  $VT_2$ .

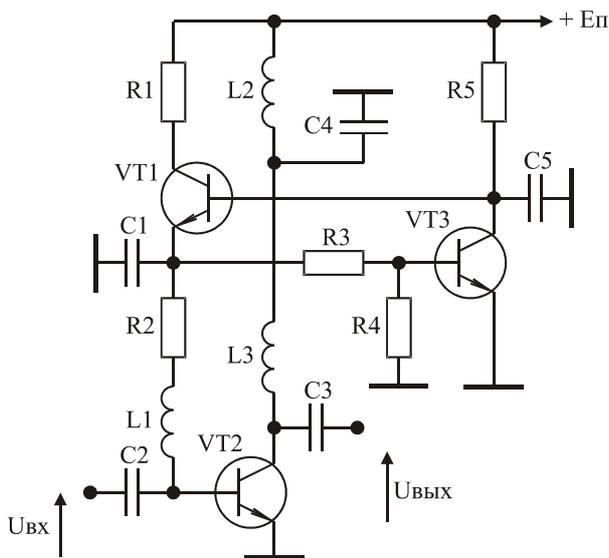


Рис. 2.3

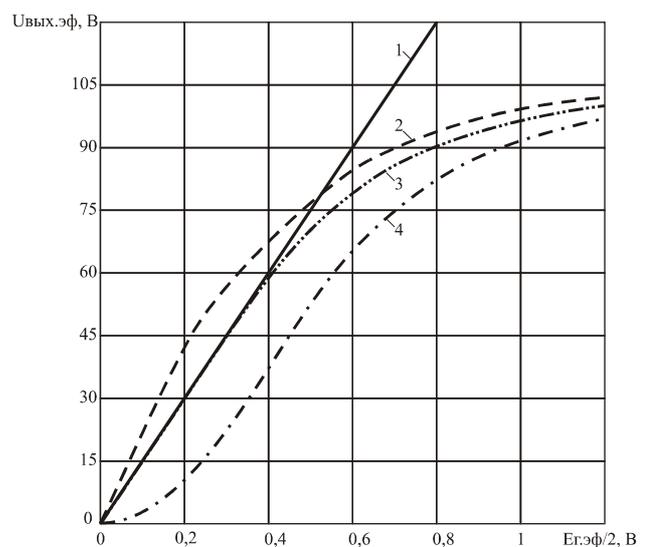


Рис. 2.4

В известной литературе нет описания методики расчета элементов схемы стабилизации напряжения базового смещения. В этой связи предлагаются следующая методика их расчета.

Вначале необходимо выбрать напряжение источника питания  $E_{п}$ . В справочной литературе [35], как правило, указано напряжение питания, при котором рекомендуется использование заданного транзистора. Поэтому для выбранного транзистора  $VT_2$  желательно использовать рекомендуемое напряжение питания, либо, в случае необходимости, выбранное напряжение питания не должно превышать значения указанного в справочнике.

При заданном значении  $E_{п}$  оптимальное сопротивление нагрузка транзистора  $VT_2$ , на которое он отдает максимальную мощность, определяется из соотношения [10, 13]:

$$R_{н.опт} = 1,47(E_{п} - U_{ост})/I_{кр}, \quad (2.4)$$

где  $U_{ост} = I_{кр}U_{нас}/I_{к.нас}$  – остаточное напряжение;  
 $I_{кр}$  – критический ток, справочная величина [35];  
 $U_{нас}$  – напряжение насыщения коллектор-эмиттер, справочная величина;  
 $I_{к.нас}$  – ток коллектора, при котором проводилось измерение значения  $U_{нас}$ , справочная величина.

В случае выбора  $R_{н.опт}$  по (2.4) максимальное значение амплитуды первой гармоники сигнала в нагрузке  $U_{вых1}$  и максимальное значение выходной мощности  $P_{вых.м}$  рассчитываются по формулам [10, 13]:

$$\left. \begin{aligned} U_{вых1} &= 0,735(E_{п} - U_{ост}); \\ P_{вых.м} &= U_{вых1}^2 / 2R_{н.опт}. \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

Если требуемая выходная мощность  $P_{вых.тр}$  каскада на транзисторе  $VT_2$  меньше значения определяемого выражением (2.5), расчет необходимого значения сопротивления нагрузки  $R_{н.тр}$  осуществляется по выражению:

$$R_{н.тр} = U_{вых1}^2 / 2P_{вых.тр}. \quad (2.6)$$

Максимальное значение постоянной составляющей тока коллектора  $I_{ком2}$  транзистора  $VT_2$ , с учетом вышесказанного, равно:

$$I_{ком2} = 0,47(E_{п} - U_{ост})/R_{н.тр}.$$

В этом случае максимальное значение тока базы транзистора  $VT_2$  определяется по формуле:

$$I_{бм2} = I_{ком2} / \beta_{о2},$$

где  $\beta_{о2}$  – статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером транзистора  $VT_2$ .

Базовый ток транзистора  $VT_2$  является коллекторным током транзистора  $VT_1$ . При максимальном значении этого тока напряжение коллектор-эмиттер транзистора  $VT_1$  минимально  $U_{min1}$  и должно быть не менее пяти вольт. Поэтому величина резистора  $R_1$  рассчитывается из соотношения:

$$R_1 = (E_{п} - U_{min1} - U_{бэ2}) / I_{бм2},$$

где  $U_{min1} = 5$  В;  
 $U_{бэ2} = 0,7$  В.

Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе  $VT_1$ , равна величине:

$$P_{рас1} = E_{п}^2 / 4R_1, \quad (2.7)$$

а максимальные значения напряжения коллектор-эмиттер  $U_{кэmax1}$  и тока коллектора  $I_{кmax1}$  равны:

$$U_{кэmax1} = E_{п}; \quad I_{кmax1} = E_{п} / R_1. \quad (2.8)$$

Соотношения (2.7), (2.8) используются для выбора транзистора  $VT_1$ , который желательно выбирать низкочастотным для исключения возможности самовозбуждения схемы [18, 33]. Как правило, транзистор  $VT_3$  выбирается того же типа, что и транзистор  $VT_1$ , так как в этом случае облегчается настройка схемы стабилизации напряжения базового смещения.

Известно [14], что при заданном токе базы коллекторный ток транзистора растет с ростом напряжения коллектор-эмиттер. В каскаде, работающем в режи-

ме с отсечкой коллекторного тока, увеличение амплитуды входного воздействия приводит к увеличению напряжения коллектор-эмиттер, при котором происходит открывание транзистора [10]. Поэтому в случае неизменного базового смещения угол отсечки будет увеличиваться с увеличением амплитуды входного воздействия, что может вызвать выгорание транзистора. С целью устранения указанного недостатка в схему введен резистор  $R_2$ . С увеличением напряжения коллектор-эмиттер транзистора  $V_{T2}$ , при котором происходит его открывание, растет и постоянная составляющая его базового тока. Падение напряжения на резисторе  $R_2$  увеличивается, в результате чего происходит стабилизация угла отсечки с изменением амплитуды входного воздействия. Величина сопротивления резистора  $R_2$  может быть рассчитана по эмпирическому выражению:

$$R_2 [\text{Ом}] = 30/I_{\text{кдоп}}[\text{А}],$$

где  $I_{\text{кдоп}}$  – максимально допустимый ток коллектора транзистора  $V_{T2}$  в амперах.

Резистор  $R_3$  стоит в цепи обратной связи, слабо влияет на работу схемы и его величина может быть выбрана в пределах 30...70 Ом.

Требуемый угол отсечки тока коллектора транзистора  $V_{T2}$  устанавливается подбором номинала резистора  $R_4$ , стоящего в цепи базы транзистора  $V_{T3}$ . При отсутствии резистора  $R_4$  коллекторный ток транзистора  $V_{T2}$  в режиме молчания составляет несколько миллиампер. При подключении  $R_4$  напряжение на базе транзистора  $V_{T3}$  уменьшается, что приводит к увеличению его сопротивления. Напряжение на базе транзистора  $V_{T1}$  возрастает и увеличивается ток коллектора  $V_{T2}$  в режиме молчания. Получить расчетные соотношения для выбора величины сопротивления резистора  $R_4$  затруднительно. На основе экспериментальных исследований различных схемных решений построения полосовых усилителей мощности [18, 33, 34] установлено, что для линейаризации начального участка их амплитудных характеристик величину сопротивления резистора  $R_4$  необходимо выбирать равной 100...500 Ом.

С помощью выбора величины резистора  $R_5$  и при отсутствии резистора  $R_4$  устанавливается коллекторный ток транзистора  $V_{T2}$  в режиме молчания. При увеличении величины резистора  $R_5$  коллекторный ток транзистора  $V_{T2}$  в режиме молчания уменьшается и наоборот. Для возможности линейаризации амплитудной характеристики усилителя коллекторный ток транзистора  $V_{T2}$  в режиме молчания следует выбирать равным 10...50 мА. Это соответствует выбору  $R_5$  в пределах 1...3 кОм.

В качестве примера на рис. 2.4 приведены экспериментальные амплитудные характеристики трехкаскадного полосового усилителя мощности (рис. 2.5), измеренные на частоте 80 МГц при различной величине базового смещения транзисторов  $V_{T3}$  и  $V_{T5}$ , работающих в режиме с отсечкой, где  $E_{г.эф}$  – эффективное значение амплитуды ЭДС источника сигнала,  $U_{\text{вых.эф}}$  – эффективное значение амплитуды первой гармоники сигнала в нагрузке.

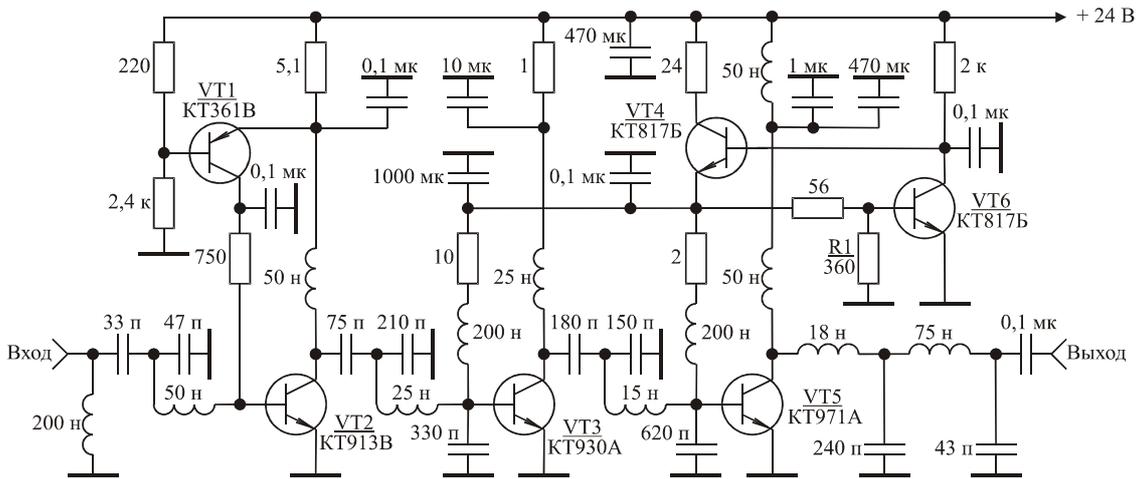


Рис. 2.5

Рассматриваемый усилитель имеет следующие характеристики: малосигнальный коэффициент внесенного усиления  $K_u = 2U_{\text{вых.эф}}/E_{\text{г.эф}} = 43$  дБ; полоса пропускания 72-86 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики  $\pm 0,2$  дБ; максимальная выходная мощность 150 Вт; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом.

В усилителе использована схема стабилизации напряжения базового смещения на транзисторах  $VT_4$  и  $VT_6$ . Требуемая величина базового смещения транзисторов  $VT_3$  и  $VT_5$ , работающих в режиме с отсечкой коллекторного тока, устанавливается с помощью выбора соответствующего значения резистора  $R_1$ . Изменение величины базового смещения соответствует изменению коллекторных токов в режиме молчания  $I_{\text{к.нач}}$  транзисторов  $VT_3$  и  $VT_5$  усилителя (рис. 2.5). Поэтому при исследовании амплитудных характеристик усилителя в качестве варьируемого параметра было выбрано значение  $I_{\text{к.нач}}$ .

Прямая 1 на рис. 2.4 соответствует идеальной амплитудной характеристике усилителя, кривая 2 – амплитудная характеристика при  $I_{\text{к.нач}} = 1,4$  А, кривая 3 – амплитудная характеристика при  $I_{\text{к.нач}} = 0,6$  А, кривая 4 – амплитудная характеристика при  $I_{\text{к.нач}} = 0,05$  А.

Приведенные характеристики дают наглядное представление об изменении формы амплитудной характеристики при изменении величины базового смещения транзисторов усилителя работающих в режиме с отсечкой.

### 3. НЕПОСРЕДСТВЕННОЕ СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТИ, ОТДАВАЕМОЙ НЕСКОЛЬКИМИ ТРАНЗИСТОРАМИ

Непосредственное сложение мощности отдаваемой несколькими транзисторами используется, как правило, при построении широкополосных радиопередающих устройств [6, 31, 44, 46, 48]. Это схемы с параллельным, последовательно-параллельным и последовательным соединением транзисторов.

#### 3.1. ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ТРАНЗИСТОРОВ

Принципиальная схема усилительного каскада с параллельным соединением транзисторов приведена на рис. 3.1,а, эквивалентная схема по переменному току – на рис. 3.1,б [44]. При расчете цепей коррекции и согласования [43] каскада с таким соединением транзисторов их входные и выходные проводимости складываются.

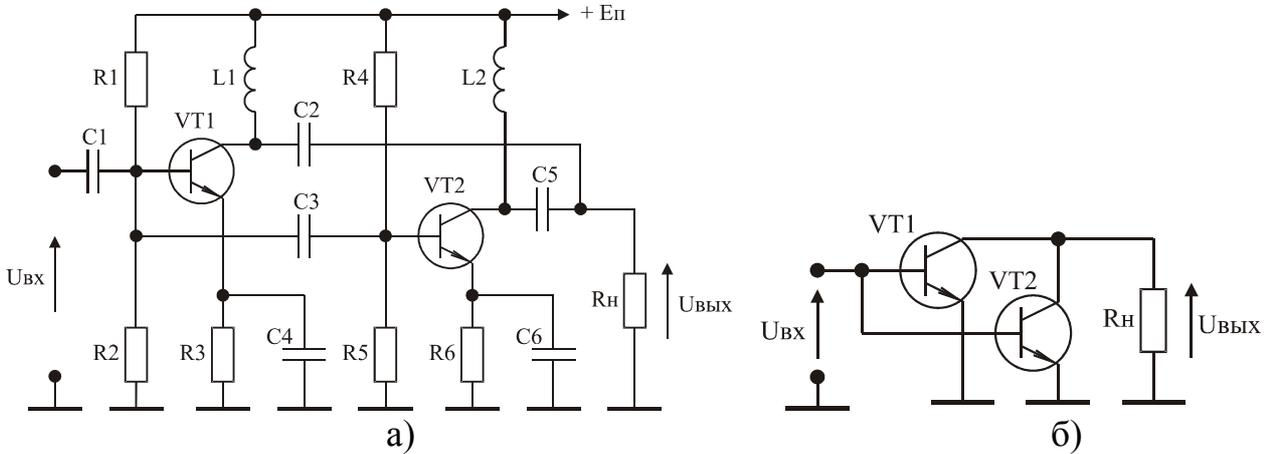


Рис. 3.1.

Недостатком рассматриваемой схемы сложения мощности является необходимость тщательного подбора транзисторов для реализации одинаковых условий их работы, сложность разработки цепей коррекции для формирования результирующей амплитудно-частотной характеристики [44].

### 3.2. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ТРАНЗИСТОРОВ

Принципиальная схема усилительного каскада с последовательно-параллельным соединением транзисторов приведена на рис. 3.2,а, эквивалентная схема по переменному току – на рис. 3.2,б [6, 31].

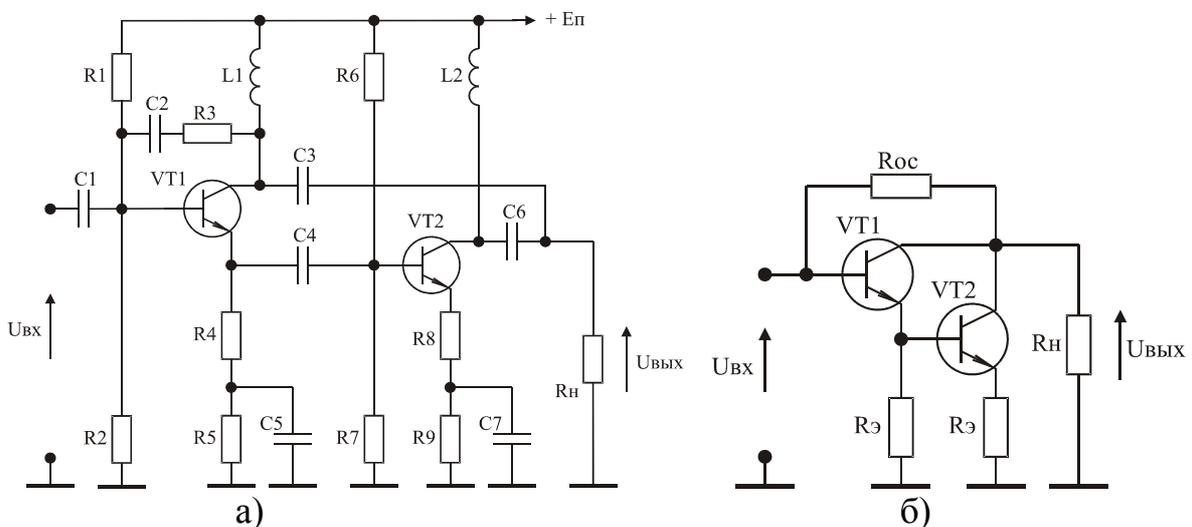


Рис. 3.2

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

$$R_{\Gamma} = R_{\text{H}}; R_{\text{Э}}R_{\text{OC}} = R_{\text{H}}^2 \quad (3.1)$$

схема оказывается согласованной по входу и выходу с КСВН не более 1,3 в рабочем диапазоне частот. Поэтому взаимное влияние подобных каскадов друг на друга при их каскадировании практически отсутствует [45].

Суммирование выходных токов транзисторов  $\text{VT}_1$  и  $\text{VT}_2$  позволяет получить в нагрузке мощность, вдвое превышающую мощность, отдаваемую каждым транзистором.

При выполнении условий (3.1) и выборе транзисторов  $\text{VT}_1$  и  $\text{VT}_2$  одного типа коэффициент внесенного усиления каскада в области верхних частот описывается выражением:

$$K_{\text{E}/2} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E/2} = K_0 \frac{1}{1 + b_1 p + b_2 p^2}, \quad (3.2)$$

где  $E$  – ЭДС источника сигнала;

$$K_0 = (R_{\text{OC}} - R_{\text{Э}})/(R_{\text{H}} + R_{\text{Э}}); \quad (3.3)$$

$$b_1 = \frac{\tau_1(R_{\text{OC}} + 2R_{\text{H}} + 2R_{\text{Э}}) + \tau_2(R_{\text{OC}} + 2R_{\text{H}})}{2(R_{\text{H}} + R_{\text{Э}})},$$

$$b_2 = \frac{\tau_1 \tau_2 (R_{\text{OC}} + 2R_{\text{H}})}{2(R_{\text{H}} + R_{\text{Э}})},$$

$$\tau_1 = C_{\text{Э}} r_{\text{Э}};$$

$$\tau_2 = C_{\text{К}} R_{\text{H}};$$

$C_{\text{Э}} = 1/2\pi f_{\text{T}} r_{\text{Э}}$  – емкость эмиттерного перехода;

$r_{\text{Э}}[\text{Ом}] = 26/I_{\text{Э0}}[\text{МА}] + 3/\sqrt{I_{\text{Э0}}[\text{МА}]}$  – сопротивление эмиттерного перехода;

$I_{\text{Э0}}[\text{МА}]$  – ток эмиттера в рабочей точке в миллиамперах.

Задаваясь значением  $K_0$ , из (3.1) и (3.3) получим:

$$R_{\text{OC}} = \frac{R_{\text{H}} \left[ K_0 + \sqrt{K_0^2 + 4(1 + K_0)} \right]}{2}. \quad (3.4)$$

При заданном уровне частотных искажений  $Y_{\text{В}} = \left| \frac{K_{\text{E}/2}}{K_0} \right|$ , верхняя граничная частота  $f_{\text{В}}$  полосы пропускания каскада равна:

$$f_{\text{В}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\sqrt{(b_1^2 - 2b_2)^2 + 4N b_2^2} - (b_1^2 - 2b_2)}{2b_2^2}}, \quad (3.5)$$

где  $N = (1 - Y_{\text{В}}^2)/Y_{\text{В}}^2$ .

В [47] показано, что при выполнении условий (3.1) ощущаемое сопротивление нагрузки транзистора каскада с комбинированной отрицательной обратной связью равно  $R_{\text{H}}$ . С учетом этого найдем, что максимальные значения амплитуды выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ.м}}$  и мощности  $P_{\text{ВЫХ.м}}$ , отдаваемых каскадом (рис. 3.2) в нагрузку, составляют величины:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{ВЫХ.м}} &= U_{\text{ТР.м}}(R_{\text{ОС}} - R_{\text{Э}})/(R_{\text{ОС}} + R_{\text{Н}}); \\ P_{\text{ВЫХ.м}} &= U_{\text{ВЫХ.м}}^2/2R_{\text{Н}}, \end{aligned} \right\}, \quad (3.6)$$

где  $U_{\text{ТР.м}}$  – максимальное значение напряжения сигнала, отдаваемого транзисторами  $VT_1$  и  $VT_2$ .

При заданном значении допустимой мощности  $P_{\text{К.д}}$ , рассеиваемой на коллекторе каждого из транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ , ток  $I_{\text{КЭ}}$ , и напряжение  $U_{\text{КЭ}}$  в рабочих точках этих транзисторов могут быть рассчитаны по формулам:

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{КЭ}} &= \sqrt{P_{\text{К.д}}\xi/2R_{\text{Н}}\Psi}; \\ U_{\text{КЭ}} &= \sqrt{2P_{\text{К.д}}R_{\text{Н}}\Psi/\xi}. \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

Учитывая (2.1) из (3.7) определим:

$$U_{\text{ТР.м}} = \sqrt{2P_{\text{К.д}}R_{\text{Н}}\xi\Psi}. \quad (3.8)$$

**Пример 3.1.** Рассчитать  $I_{\text{КЭ}}$ ,  $U_{\text{КЭ}}$ ,  $P_{\text{ВЫХ.м}}$ ,  $f_{\text{В}}$ ,  $R_{\text{ОС}}$ ,  $R_{\text{Э}}$  каскада приведенного на рис. 3.2,а при использовании транзисторов КТ610А ( $C_{\text{К}} = 4$  пФ;  $f_{\text{T}} = 1$  ГГц;  $\beta_{\text{О}} = 120$ ;  $P_{\text{К.д}} = 1,5$  Вт;  $\Psi = 0,95$ ;  $\xi = 0,9$  [35]) и условий:  $R_{\text{T}} = R_{\text{Н}} = 50$  Ом;  $Y_{\text{В}} = 0,9$ ;  $K_{\text{О}} = 3$ .

**Решение.** По известным  $P_{\text{К.д}}$ ,  $R_{\text{Н}}$ ,  $\xi$  и  $\Psi$  из (3.7) и (3.8) получим:  $I_{\text{КЭ}} = 119$  мА,  $U_{\text{КЭ}} = 12,6$  В,  $U_{\text{ТР.м}} = 11,3$  В. Подставляя  $K_{\text{О}}$  и  $R_{\text{Н}}$  в (3.4) найдем:  $R_{\text{ОС}} = 200$  Ом. По известному значению  $R_{\text{ОС}}$  из (3.1) определим:  $R_{\text{Э}} = 12,5$  Ом. Рассчитывая коэффициенты  $b_1$ ,  $b_2$  формулы (3.2) и подставляя в (3.5) вычислим:  $f_{\text{В}} = 95$  МГц. Теперь по (3.6) рассчитаем:  $U_{\text{ВЫХ.м}} = 8,5$  В,  $P_{\text{ВЫХ.м}} = 0,72$  Вт.

### 3.3. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ТРАНЗИСТОРОВ

Принципиальная схема усилительного каскада с последовательным соединением транзисторов приведена на рис. 3.3,а, эквивалентная схема по переменному току – на рис. 3.3,б [46, 48, 49].

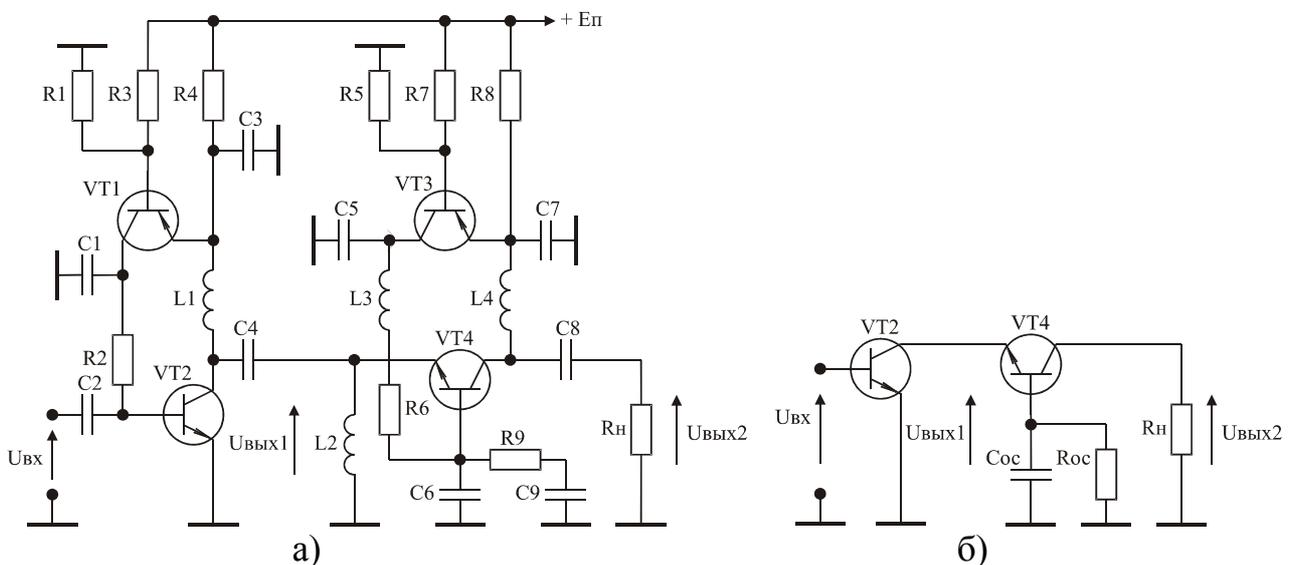


Рис. 3.3

Элементы схемы (рис. 3.3,а)  $C_6$  и  $R_9$  являются элементами цепи обратной связи транзистора  $VT_4$  и на рис. 3.3,б обозначены  $C_{oc}$  и  $R_{oc}$ . Чаще всего транзисторы  $VT_2$  и  $VT_4$  выбираются одинаковыми. Коэффициент усиления по току транзистора  $VT_4$  близок к единице. Поэтому сигнальный ток, отдаваемый транзистором  $VT_2$ , практически равен выходному току, протекающему в нагрузке. При выполнении условия:

$$|K_u| = |U_{вых2}/U_{вых1}| = 2, \quad (3.9)$$

амплитуда выходного напряжения, отдаваемого транзистором  $VT_4$ , равна амплитуде выходного напряжения транзистора  $VT_2$ . Поэтому ощущаемое сопротивление нагрузки каждого из транзисторов равно половине сопротивления  $R_H$ . В литературе рассматриваемую схему часто называют каскадом со сложением напряжений [48], поскольку напряжение в нагрузке равно сумме напряжений, отдаваемых транзисторами  $VT_2$  и  $VT_4$ .

Коррекция искажений вносимых транзистором  $VT_2$  в области верхних частот полосы пропускания схемы может быть осуществлена с использованием корректирующих цепей описанных в [43, 50–54].

Коррекция искажений вносимых транзистором  $VT_4$  в области верхних частот полосы пропускания схемы осуществляется элементами  $R_{oc}$  и  $C_{oc}$ , которые рассчитываются по формулам [48]:

$$R_{oc} = \beta_o R_H / 2; \quad (3.10)$$

$$C_{oc} = C_K + \frac{C_3 \Gamma_3 \beta_o}{R_{oc}}, \quad (3.11)$$

а значение  $f_B$  определяется из соотношения:

$$f_B = \frac{R_H (C_K + C_{oc}) \sqrt{1 - Y_B}}{2\pi [2C_3 C_K \Gamma_3 R_H + C_{oc} \Gamma_6 (C_K \cdot R_H + C_3 \Gamma_3)]}. \quad (3.12)$$

При выполнении условия (3.9) и заданном значении допустимой мощности  $P_{к.д}$ , рассеиваемой на коллекторе каждого из транзисторов  $VT_2$  и  $VT_4$ , ток  $I_{к0}$ , и напряжение  $U_{кэ0}$  в рабочих точках этих транзисторов могут быть рассчитаны по формулам:

$$\left. \begin{aligned} I_{к0} &= \sqrt{2P_{к.д} \xi / R_H \Psi}; \\ U_{кэ0} &= \sqrt{P_{к.д} R_H \Psi / 2\xi}. \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

Учитывая (2.1) из (3.13) определим:

$$\left. \begin{aligned} U_{вых2} &= \sqrt{2P_{к.д} R_H \xi \Psi}; \\ P_{вых.м} &= P_{к.д} \Psi \xi. \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

**Пример 3.2.** Рассчитать  $I_{к0}$  и  $U_{кэ0}$  транзисторов  $VT_2$  и  $VT_4$ , верхнюю граничную частоту, при которой вносимые транзистором  $VT_4$  искажения амплитудно-частотной характеристики не превышают величины 0,9 ( $Y_B = 0,9$ ), а также  $P_{вых.м}$ ,  $R_{oc}$ ,  $C_{oc}$  каскада приведенного на рис. 3.3,а при использовании транзисторов КТ610А ( $C_K = 4$  пФ;  $f_T = 1$  ГГц;  $\beta_o = 120$ ;  $P_{к.д} = 1,5$  Вт;  $\Psi = 0,95$ ;  $\xi = 0,9$  [35]) и условий:  $R_\Gamma = R_H = 50$  Ом.

**Решение.** По известным  $R_{к.д}$ ,  $R_H$ ,  $\xi$  и  $\Psi$  из (3.13) и (3.14) получим:  $I_{к0} = 238$  мА,  $U_{кэ0} = 6,3$  В,  $P_{вых.м} = 1,28$  Вт. По формулам (3.10) и (3.11) найдем:  $R_{ос} = 3$  кОм,  $C_{ос} = 10,4$  пФ. Теперь по (3.12) рассчитаем:  $f_B = 478$  МГц.

#### 4. УСТРОЙСТВА СЛОЖЕНИЯ МОЩНОСТИ, ОТДАВАЕМОЙ НЕСКОЛЬКИМИ ВЫХОДНЫМИ КАСКАДАМИ

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

##### 4.1. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СУММАТОРЫ НА ФЕРРИТОВЫХ СЕРДЕЧНИКАХ

Схемные решения построения сумматоров на ферритовых сердечниках отличаются большим многообразием [13, 55, 56]. Наибольшее распространение, как наиболее простой и удобный в использовании, получил синфазный согласованно-развязанный сумматор, схема которого приведенная на рис. 4.1. Сумматор предназначен для сложения мощности в диапазоне метровых и дециметровых волн двух одностипных широкополосных усилительных каскадов с выходной мощностью до нескольких сотен ватт [2].

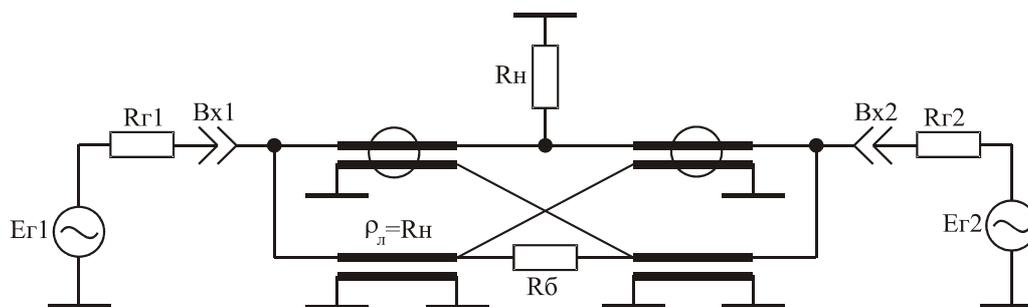


Рис. 4.1

Достоинствами сумматора является взаимная развязка входов, широкая полоса рабочих частот, возможность независимой настройки усилительных каскадов, мощности которых складываются, без их отключения от сумматора. Для согласования выходного сопротивления сумматора с сопротивлением нагрузки волновые сопротивления отрезков линий передачи сумматора выбираются равными сопротивлению нагрузки ( $\rho_L = R_H$ ). В этом случае входные сопротивления сумматора по обоим входам равны  $R_H/2$ . На балластном сопротивлении сумматора  $R_B$ , равном  $R_H$ , выделяется разность сигналов подаваемых на его входы. При настройке одного из усилительных каскадов и отключении второго мощность настраиваемого каскада распределяется поровну между  $R_H$  и  $R_B$ .

Окружностями на рис. 4.1 обозначены ферритовые кольца, на которые наматываются отрезки линий передачи. В качестве линий передачи могут быть использованы отрезки кабелей либо длинные линии, выполненные из двух либо четырех скрученных изолированных проводов. Методика изготовления длинных линий с заданным волновым сопротивлением из изолированных проводов описана в [57].

Согласно [55, 56] при заданном значении нижней граничной частоты  $f_H$  полосы пропускания разрабатываемого сумматора требуемое число витков длинных линий, наматываемых на его ферритовые сердечники, определяется выражением:

$$n_B = \sqrt{\frac{10^9 R_H d}{64 \mu \pi f_H S}}, \quad (3.15)$$

где  $d$  – диаметр сердечника в сантиметрах;

$\mu$  – относительная магнитная проницаемость материала сердечника;

$S$  – площадь поперечного сечения сердечника в квадратных сантиметрах;

$R_H$  – сопротивление нагрузки в омах;

$f_H$  – нижняя граничная частота в герцах.

Значение коэффициента перекрытия частотного диапазона трансформирующих и суммирующих устройств на ферритовых сердечниках и длинных линиях лежит в пределах  $2 \cdot 10^4 \dots 8 \cdot 10^4$  [55, 56]. Поэтому, приняв коэффициент перекрытия равным  $5 \cdot 10^4$ , верхняя граничная частота  $f_B$  полосы пропускания сумматора может быть определена из соотношения:

$$f_B = 5 \cdot 10^4 f_H \quad (3.16)$$

При расчетах сумматора по соотношениям (3.15) и (3.16) следует учитывать, что реализация  $f_B$  более 1 ГГц технически трудно осуществима из-за влияния паразитных параметров сумматора на его характеристики [10]. Пример использования рассматриваемого сумматора приведен в [58].

**Пример 4.1.** Рассчитать  $n_B$ ,  $f_B$  и необходимую длину длинных линий сумматора, если  $R_H = 50$  Ом,  $f_H = 100$  кГц.

**Решение.** В качестве ферритовых сердечников сумматора выберем кольца марки М2000НМ1, имеющих параметры:  $d = 3$  см;  $S = 0,5$  см<sup>2</sup>;  $\mu = 2000$ . Из (3.15) и (3.16) определим:  $n = 2,8$ ;  $f_B = 5$  ГГц. Исходя из вышесказанного будем иметь в виду, что реальная верхняя граничная частота полосы пропускания сумматора будет равна 1 ГГц. Округляя  $n$  до целого числа получим, что на каждом ферритовом кольце необходимо намотать не менее трех витков. Длина одного витка длинной линии, намотанной на ферритовое кольцо, равна 3 см. Умножая это значение на три найдем минимальную длину длинных линий сумматора: 9 см. С учетом необходимости соединения длинных линий между собой, с нагрузкой и выходами усилительных каскадов, следует длину каждой длинной линии увеличить на 2...3 см.

## 4.2. СУММАТОРЫ НА КОАКСИАЛЬНЫХ ОТРЕЗКАХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ С СИММЕТРИЧНЫМ ВХОДОМ И НЕСИММЕТРИЧНЫМ ВЫХОДОМ

Сумматоры на четвертьволновых коаксиальных отрезках линий передачи используются при построении двухтактных полосовых усилителей мощности метрового и дециметрового диапазона с полосой пропускания до 15...20 % [1, 2, 10]. Основным достоинством двухтактных каскадов является подавление четных гармонических составляющих в спектре выходного сигнала на 20...40 дБ.

Принципиальная схема полосового двухтактного усилительного каскада с использованием делителя и сумматора на четвертьволновых коаксиальных отрезках линий передачи приведена на рис. 4.2, эквивалентная схема по переменному току – на рис. 4.3 [1, 2, 10]. При условии  $R_{\Gamma} = R_{\text{H}}$  и выборе четвертьволновых коаксиальных отрезков линий передачи делителя и сумматора с волновым сопротивлением равным  $R_{\text{H}}$ , их входные и выходные сопротивления оказываются также равными  $R_{\text{H}}$ .

На рис. 4.2 делитель на входе обозначен  $\Gamma_{\text{p1}}$  и предназначен для противофазного возбуждения транзисторов  $\text{VT}_3$  и  $\text{VT}_4$ . Усиленные противофазные сигналы суммируются сумматором, обозначенным  $\Gamma_{\text{p2}}$ . При двухтактном включении транзисторов потенциал средней точки, показанной на рис. 4.3 пунктирной линией, равен нулю, что соответствует условию виртуальной земли [2]. Это позволяет использовать известные методы расчета цепей коррекции и согласования для расчета аналогичных цепей двухтактного каскада.

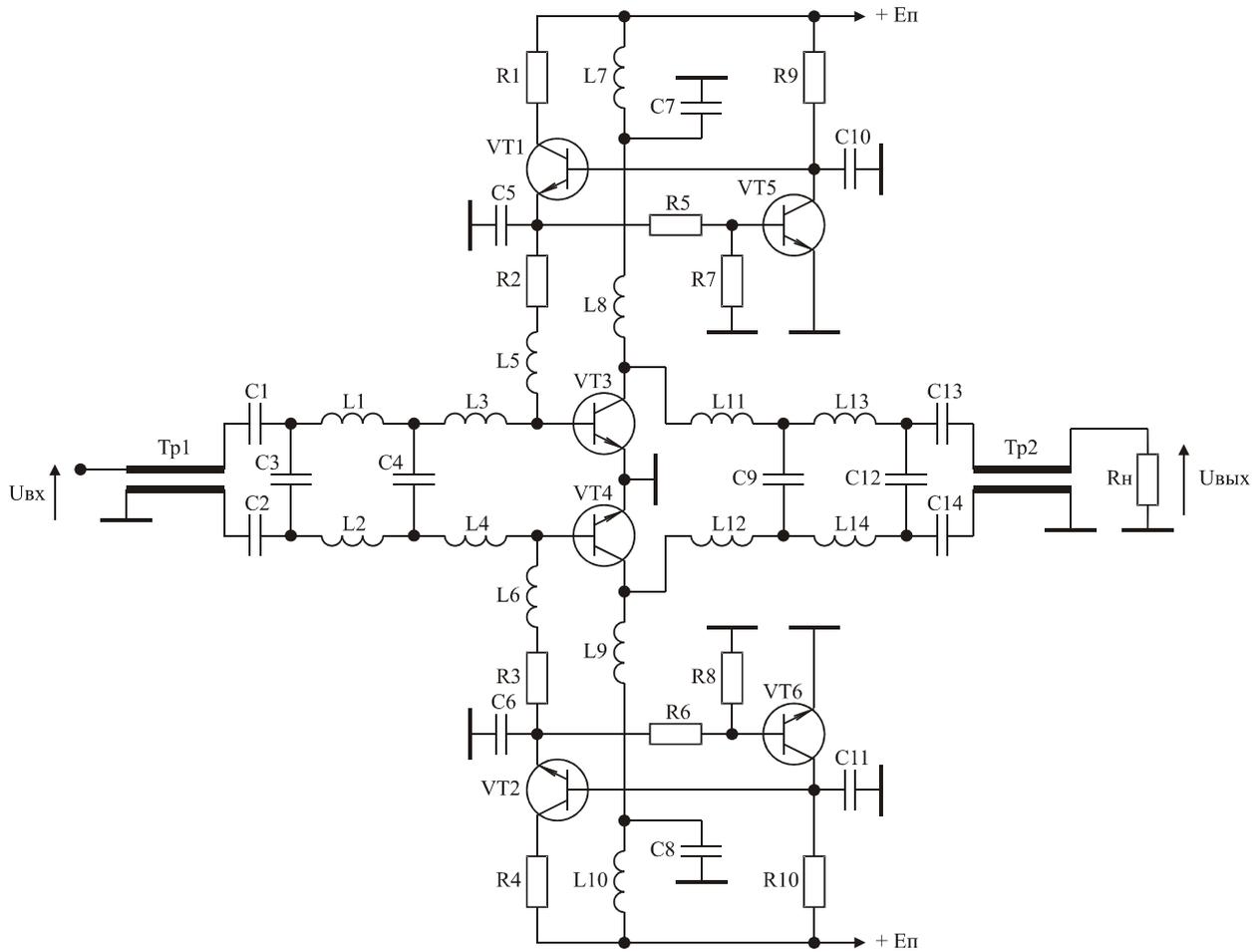


Рис. 4.2

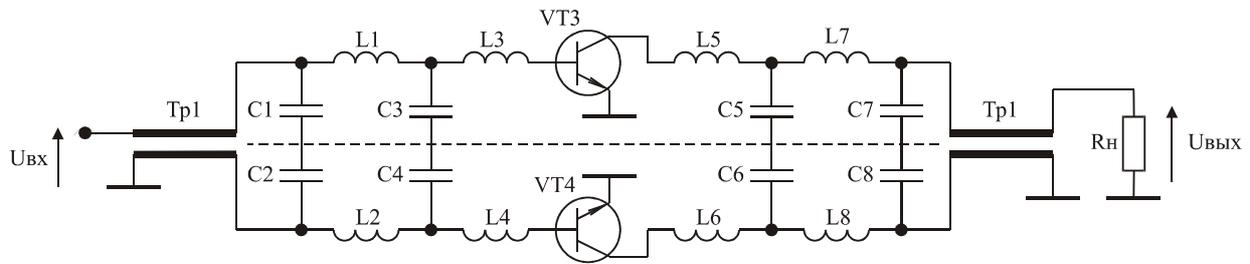


Рис. 4.3

Элементы  $C_1, L_1, C_3, L_3$  на схеме рис. 4.3 образуют известную схему корректирующей цепи, выполненной в виде фильтра нижних частот [1, 2]. Методика ее расчета приведена в [43]. После расчета значений элементов  $C_1, L_1, C_3, L_3$  вместо последовательно включенных конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  в схеме устанавливается один конденсатор с номиналом равным половине рассчитанного номинала конденсатора  $C_1$ . Аналогично вместо конденсаторов  $C_3$  и  $C_4$  в схеме устанавливается один конденсатор с номиналом равным половине рассчитанного номинала конденсатора  $C_3$ .

Элементы  $C_5, L_5, C_7, L_7$  на схеме рис. 4.3 образуют известную схему согласующего трансформатора импедансов [10, 33, 34], методика расчета которого приведена в [43]. Оптимальные сопротивления нагрузок транзисторов  $VT_3$  и  $VT_4$ , и максимальное значение выходной мощности, которую отдает каждый из этих транзисторов, рассчитываются по формулам (2.4) и (2.5). После расчета значений элементов  $C_5, L_5, C_7, L_7$  вместо последовательно включенных конденсаторов  $C_5, C_6$  и  $C_7, C_8$  в схеме устанавливаются конденсаторы с номиналами равными половине рассчитанных номиналов конденсаторов  $C_5$  и  $C_7$ .

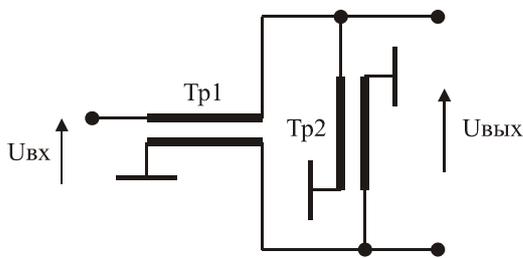


Рис. 4.4

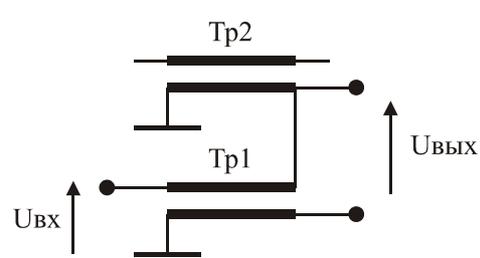


Рис. 4.5

Делитель и сумматор на четвертьволновых коаксиальных отрезках линий передачи, используемые в схеме приведенной на рис. 4.2, имеют различные частотные характеристики инвертирующего и не инвертирующего выходов, что приводит к потерям выходной мощности, составляющим 5...10%. Поэтому в диапазоне дециметровых волн для выравнивания указанных характеристик обычно используются модифицированные схемные решения построения рассматриваемых устройств, приведенные на рис. 4.4 и 4.5 [2, 9, 59].

### 4.3. КОЛЬЦЕВЫЕ СХЕМЫ СЛОЖЕНИЯ

Кольцевые схемы сложения применяются для синфазного суммирования мощности двух выходных каскадов усиления, в том числе и двухтактных, и поз-

воляют создавать усилители с полосой пропускания 20...30 % [2, 9, 60]. Наибольшее распространение получили кольцевые схемы, выполненные в виде гибридного кольца (рис. 4.6), модифицированного гибридного кольца (рис. 4.7) и укороченного гибридного кольца (рис. 4.8 и 4.9).

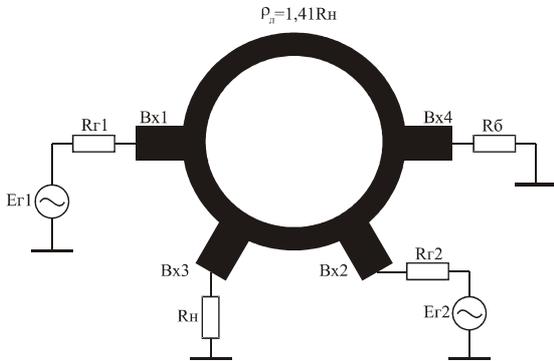


Рис. 4.6

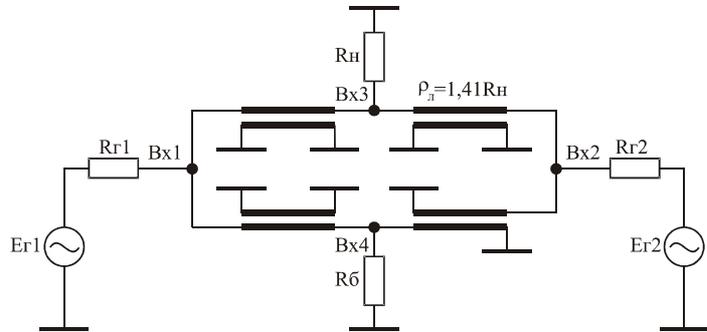


Рис. 4.7

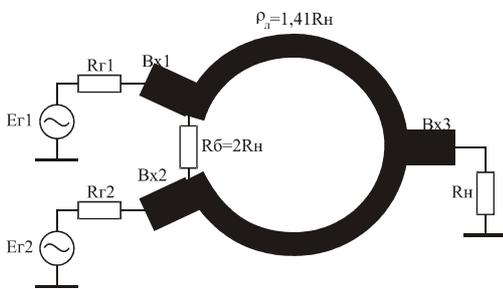


Рис. 4.8

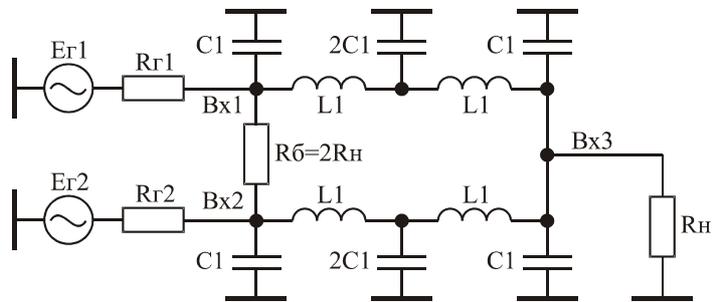


Рис. 4.9

Во всех кольцевых схемах, в случае подачи сигнала на третий вход, на первом и втором входах выделяются равные по амплитуде синфазные сигналы, то есть происходит деление мощности. При подаче двух сигналов на первый и второй входы, на третьем входе происходит их суммирование, а на четвертом – вычитание. Если сигналы на первом и втором входах синфазные и равны по амплитуде, то сигнал на четвертом входе равен нулю. В схеме укороченного гибридного кольца в этом случае отсутствует сигнальный ток в балластном сопротивлении.

Гибридное кольцо (рис. 4.6) реализуется, как правило, на полосковых линиях передачи с волновым сопротивлением равным  $1,41 R_H$  [9]. Длина отрезков кольцевой линии между входами 1–3, 3–2, 2–4 равна  $\lambda/4$ , между входами 4–1 равна  $3\lambda/4$ , где  $\lambda$  – длина волны сигнала на средней частоте  $f_{\text{ср}}$  полосы пропускания разрабатываемого усилителя. Волновые сопротивления присоединяемых к кольцу линий передачи должны быть равны  $R_H$ . В этом случае входные сопротивления всех входов гибридного кольца равны  $R_H$ .

Модифицированное гибридное кольцо (рис. 4.7) реализуется на коаксиальных отрезках линий передачи с волновыми сопротивлениями равными  $1,41 R_H$  и длиной каждого отрезка равной  $\lambda/4$  [2]. Входные сопротивления всех входов модифицированного гибридного кольца равны  $R_H$ .

Укороченное гибридное кольцо может быть реализовано на полосковых линиях передачи (рис. 4.8) [9] с волновыми сопротивлениями равными  $1,41 R_H$

и длиной каждого отрезка линий передачи равной  $\lambda/4$ , либо на элементах с сосредоточенными параметрами (рис. 4.9) [61]. Входные сопротивления всех входов укороченного гибридного кольца равны  $R_H$ . При изготовлении укороченного гибридного кольца на элементах с сосредоточенными параметрами значения этих элементов рассчитываются по формулам [61]:

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= (1,41 \cdot R_H \cdot \sin 45^\circ) / 2\pi f_{cp}; \\ C_1 &= [\operatorname{tg}(45^\circ/2)] / 1,41 R_H 2\pi f_{cp}. \end{aligned} \right\} \quad (3.17)$$

Все кольцевые схемы сложения мощности равноценны по техническим параметрам, однако в последнее время предпочтение отдается укороченному гибриднему кольцу, обладающему меньшими габаритами [2, 9, 61].

#### 4.4. ТРЕХДЕЦИБЕЛЬНЫЕ УРАВНИТЕЛЬНЫЕ МОСТЫ

Трехдецибелльными уравнительными мостами называют направленные ответвители (НО) с коэффициентом ответвления мощности равным 0,5 [62, 63]. Конструктивно трехдецибелльные уравнительные мосты выполняются в виде двух связанных линий передачи. Схема моста приведена на рис. 4.10.

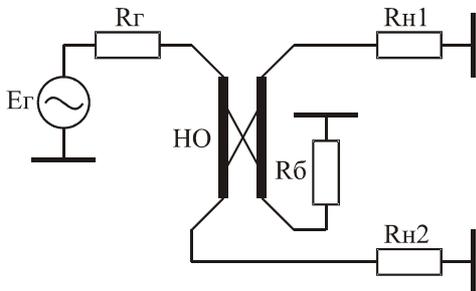


Рис. 4.10

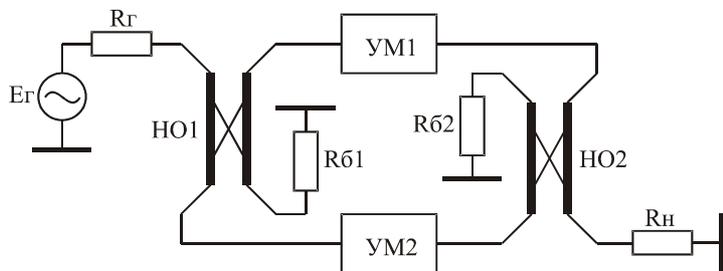


Рис. 4.11

В случае выполнения условий:

- длина действующей части связанных линий равна  $\lambda/4$ ;
- $R_{Г} = R_{Н1} = R_{Н2} = R_{Б} = W_{Ф}$ , где  $W_{Ф}$  – волновое сопротивление фидера, подключаемого к мосту;
- волновые сопротивления каждой из связанных линий относительно общей шины  $W_{Л}$  и волновое сопротивление линий между собой  $W_{ЛЭ}$  находятся в соотношении  $\sqrt{W_{Л} W_{ЛЭ}} = W_{Ф}$  и  $W_{Л} / W_{ЛЭ} = 1,46$ ,

модули напряжений на нагрузках  $R_{Н1}$  и  $R_{Н2}$  оказываются равными. При этом напряжение на  $R_{Н2}$  отстает по фазе на  $\pi/2$  от напряжения на  $R_{Н1}$  в виду того, что длина связанных линий равна  $\lambda/4$ . На балластное сопротивление в этом случае энергия не поступает.

Перечисленные свойства трехдецибелльных уравнительных мостов используются для сложения мощности двух каскадов усиления по схеме, называемой квадратурным каскадом [62]. Функциональная схема квадратурного каскада приведена на рис.4.11, где УМ<sub>1</sub> и УМ<sub>2</sub> – два идентичных усилителя мощности. Одним из основных достоинств такой схемы сложения мощности, отдаваемой двумя усилителями, является поглощение отраженной от нагрузки волны в балластном сопротивлении  $R_{Б2}$ . Указанный эффект в телевидении получил название эффекта эхопоглощения [62].

Традиционное изготовление трехдецибелльных уравнительных мостов в виде связанных полосковых линий передачи имеет существенный недостаток, заключающийся в необходимости реализации жестких технологических допусков. Например, для однозвенного трехдецибелного уравнительного моста необходим зазор между полосками около 10 мкм [9]. Кроме того, в диапазоне метровых волн габаритные размеры трехдецибелльных уравнительных мостов оказываются недопустимо большими.

Указанные недостатки устраняются при использовании методики изготовления трехдецибелльных уравнительных мостов описанной в [42, 64]. В соответствии с этой методикой трехдецибелльные уравнительные мосты выполняются

из двух изолированных проводов марки МГТФ 1x0,35 намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор. Изолятор помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран, имеющий продольную щель вдоль всей длины и плотно обжимающий намотанные на изолятор провода. С помощью регулировки длины продольной щели металлического экрана достигается требуемый коэффициент ответвления мощности. Габаритные размеры такого цилиндрического трехдецибельного уравнивающего моста, настроенного, например, на частоту первого телевизионного канала не превышают в диаметре 2 см при длине 4,5 см [65].

## **5. СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ**

Методы повышения выходной мощности усилителей радиопередающих устройств не исчерпываются использованием непосредственного сложения мощности, отдаваемой несколькими транзисторами, и устройств сложения мощности, отдаваемой несколькими выходными каскадами. Значительное повышение выходной мощности усилителей радиопередающих устройств возможно также при использовании отрицательной обратной связи по огибающей, связи вперед, корректоров амплитудных характеристик, диплексеров, автоматической регулировки потребляемого тока.

### **5.1. ПЕРЕДАЮЩИЕ ТРАКТЫ С ОТРИЦАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ОГИБАЮЩЕЙ**

Современные тенденции повышения качества радиотехнических систем и существенное усложнение электромагнитной обстановки объясняют повышение требований к линейности амплитудных характеристик полосовых усилителей мощности, входящих в состав рассматриваемых радиотехнических систем. В частности высокие требования к линейности усилительного тракта предъявляются при построении радиопередающих устройств телевизионных, однополосных, многочастотных, амплитудно-модулированных радиосигналов [2, 66]. Широкое применение в этих передатчиках находит балансная отрицательная обратная связь по огибающей [9, 13, 67], позволяющая в 2...3 раза уменьшить нелинейность амплитудной характеристики усилительного тракта и повысить тем самым уровень его выходной мощности. Функциональная схема усилителя с балансной отрицательной обратной связью по огибающей представлена на рис. 5.1.

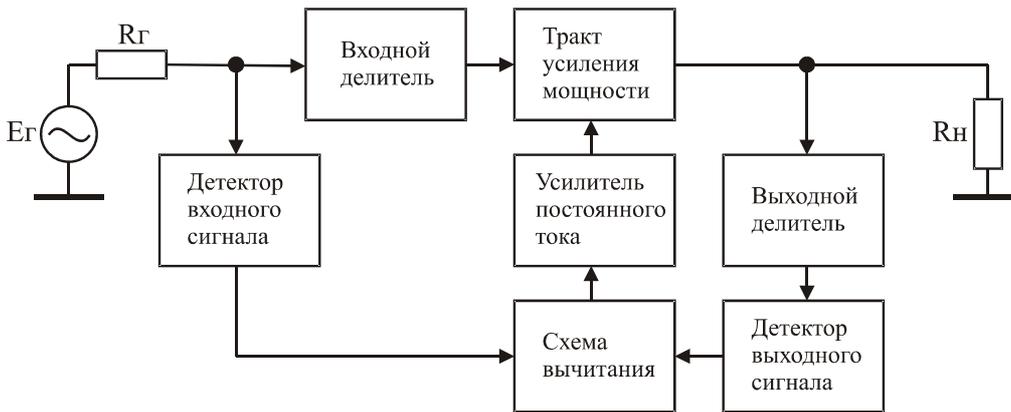


Рис. 5.1

Принцип работы схемы заключается в следующем [9, 13]. Огибающие высокочастотных напряжений на входе и выходе усилительного тракта, выделенные детекторами входного и выходного сигналов, сравниваются в схеме вычитания, и сигнал ошибки после усиления в усилителе постоянного тока используется для управления коэффициентом усиления усилительного тракта.

В усилителе с отрицательной обратной связью по огибающей возможно существование двух видов самовозбуждения:

- самовозбуждение, обусловленное эффектом вторичной модуляции по сигналу управления;
- самовозбуждение, обусловленное недостаточной фильтрацией по несущей частоте в канале регулирования.

Кроме того, отрицательная обратная связь по огибающей снижает коэффициент усиления усилителя.

Указанные недостатки отсутствуют в усилителях со связью вперед.

## 5.2. ПЕРЕДАЮЩИЕ ТРАКТЫ СО СВЯЗЬЮ ВПЕРЕД

Функциональная схема усилительного тракта со связью вперед приведена на рис. 5.2.

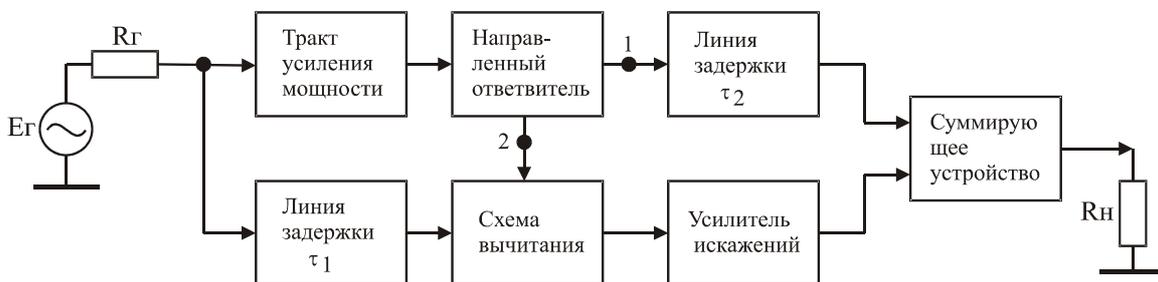


Рис. 5.2

Усиливаемый сигнал поступает одновременно на вход тракта усиления мощности и линию задержки  $\tau_1$ , фазочастотные характеристики которых совпадают, а амплитудно-частотные – подобны [9, 13]. Часть сигнала с выхода усилителя через направленный ответвитель поступает на схему вычитания. На второй вход схемы вычитания подается сигнал с выхода линии задержки  $\tau_1$ . Если

коэффициент передачи линии задержки  $\tau_1$  и последовательного соединения тракта усиления и направленного ответвителя на выход 2 равны, то на выходе схемы вычитания появится сигнал ошибки, содержащий комбинационные составляющие, возникшие в тракте усиления. Далее сигнал ошибки усиливается до требуемого уровня в усилителе искажений и складывается в противофазе в суммирующем устройстве с задержанным на нужную величину сигналом тракта усиления.

Недостатком усилителя со связью вперед является то, что для обеспечения устойчивой работы схемы и отсутствия самовозбуждения направленный ответвитель на должен допускать прохождения сигнала с выхода усилителя искажений на схему вычитания, а схема вычитания – пропускать выходной сигнал усилителя мощности на его вход.

### **5.3. ПЕРЕДАЮЩИЕ ТРАКТЫ С КОРРЕКЦИЕЙ АМПЛИТУДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК**

Несмотря на теоретические преимущества усилителей с отрицательной обратной связью по огибающей и связью вперед, они достаточно сложны в реализации [9, 13, 67]. Этому недостатка лишены усилители с корректорами амплитудных характеристик, реализующими принцип предискажений входного сигнала [68–70].

Функциональная схема усилителя с корректором амплитудной характеристики приведена на рис. 5.3.

Экспериментальные исследования зависимости емкости  $C_{кэ}$  ряда биполярных транзисторов от напряжений коллектор-эмиттер  $U_{кэ}$  и база-эмиттер  $U_{бэ}$  на переходах этих транзисторов показали следующее. В транзисторе с закрытыми переходами емкость  $C_{кэ}$  практически не зависит от напряжения  $U_{кэ}$ , если это напряжение больше или равно двум вольтам ( $U_{кэ \min} = 2 \text{ В.}$ ) 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. Для примера на рис. 5.4 приведены режимные зависимости емкости  $C_{кэ}$  закрытого транзистора КТ630А, поясняющие вышесказанное [71].

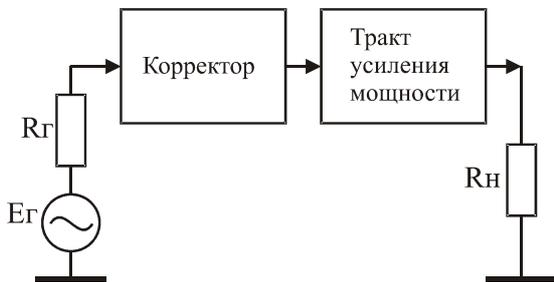


Рис. 5.3

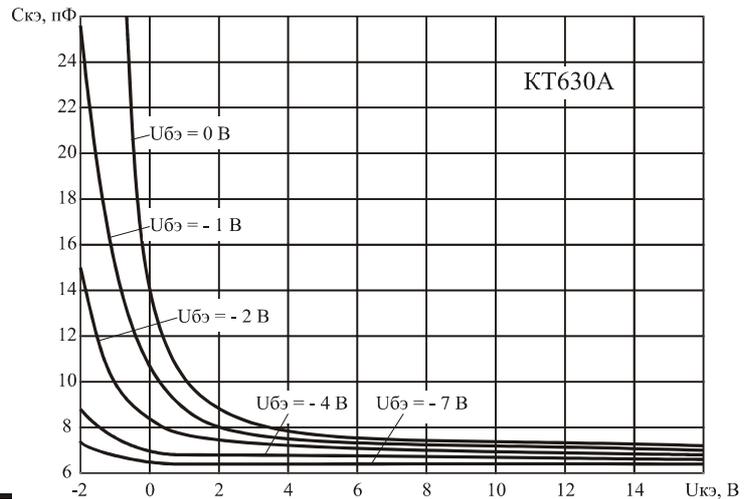


Рис. 5.4

На рис. 5.5 приведена принципиальная схема полосового усилителя мощности с корректором амплитудной характеристики на транзисторе КТ630А, в котором в качестве корректирующего элемента используется нелинейная емкость  $C_{кэ}$  этого транзистора.

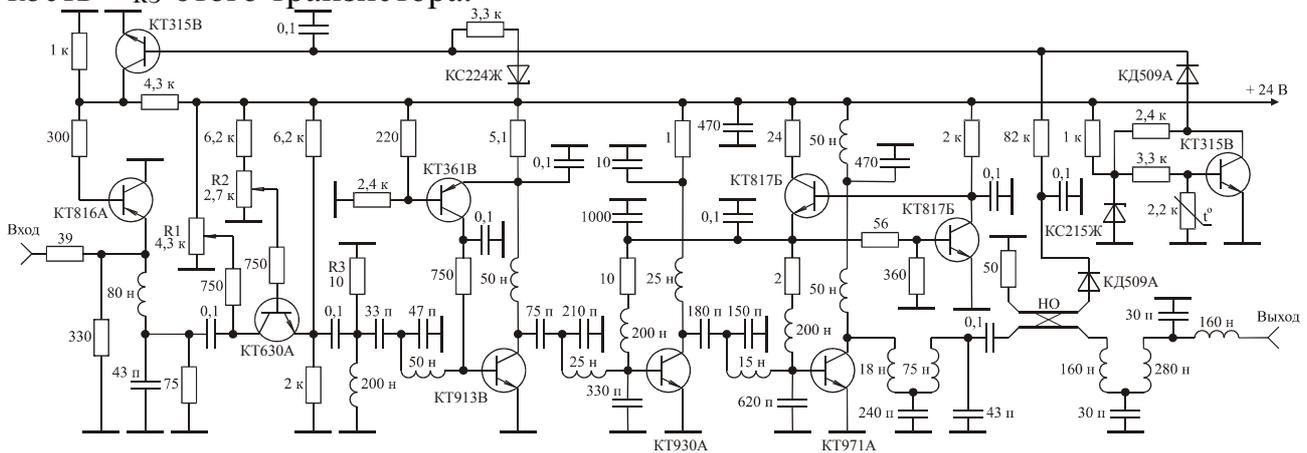


Рис. 5.5

Усилитель имеет характеристики: максимальный уровень выходной мощности 147 Вт; уровень выходной мощности, ограниченный сжатием синхроимпульсов телевизионного радиосигнала изображения на 2 %, не менее 125 Вт; рабочий диапазон частот 72-86 МГц и содержит корректор, три каскада усиления, схему стабилизации напряжения базового смещения, фильтр нижних частот, схемы защиты от перегрузки по входу, от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиту [72].

Работа корректора основана на увеличении коэффициента его передачи при увеличении емкости  $C_{кэ}$ . Потенциометром  $R_1$  устанавливается напряжение  $U_{кэ}$ , потенциометром  $R_2$  устанавливается напряжение  $U_{бэ}$  транзистора. Резистор  $R_3$  обеспечивает линейризацию скорости нарастания коэффициента передачи корректора при увеличении значения емкости  $C_{кэ}$ .

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

ла подаваемого на вход корректора приводит к увеличению среднего за период значения емкости  $C_{кэ}$  и соответствующему увеличению коэффициента передачи корректора. Таким образом, изменением напряжения  $U_{кэ}$  можно регулировать длину линейного участка амплитудной характеристики корректора, а изменением напряжения  $U_{бэ}$  скорость нарастания его коэффициента передачи в нелинейной области работы.

На рис. 5.6 представлены экспериментальные амплитудные характеристики рассматриваемого усилителя, показывающие возможности их коррекции с помощью корректора на биполярном транзисторе. В процессе перестройки корректора происходит незначительное изменение коэффициента передачи усилителя. Кроме того, при отключенном корректоре коэффициент передачи усилителя возрастает. Поэтому на рис. 5.6, для удобства сравнения линейности амплитудных характеристик усилителя при различных режимах его работы, по оси ординат отложено эффективное значение амплитуды первой гармоники сигнала в нагрузке  $U_{вых.эф}$ , а по оси абсцисс – эффективное значение амплитуды ЭДС источника сигнала  $E_{г.эф}$ , нормированное относительно своего значения  $E_{г.эф0}$ , соответствующего величине напряжения  $U_{вых.эф} = 30$  В.

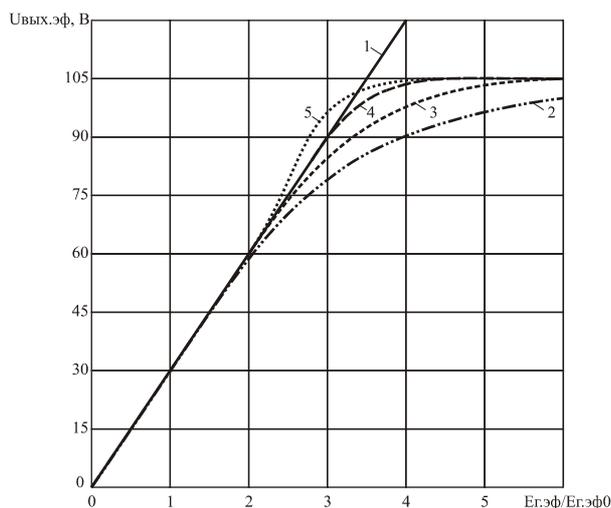


Рис. 5.6

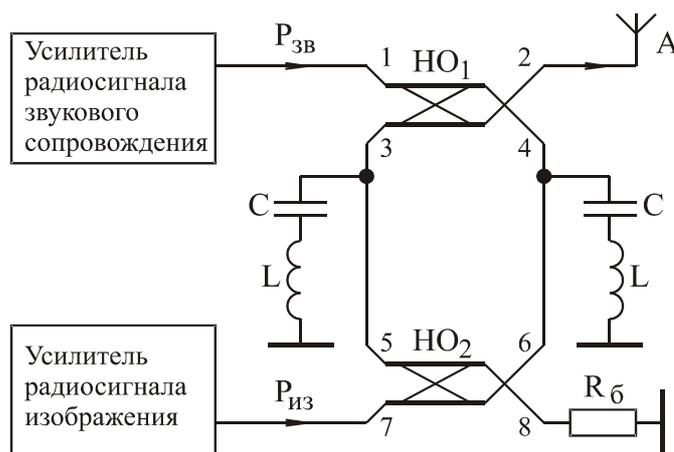


Рис. 5.7

Прямая 1 на рис. 5.6 соответствует идеальной амплитудной характеристике усилителя, кривая 2 – амплитудная характеристика усилителя при отключенном корректоре, кривая 3 – при напряжениях на транзисторе корректора  $U_{бэ} = -2$  В,  $U_{кэ} = 6$  В, кривая 4 – при напряжениях на транзисторе корректора  $U_{бэ} = -1$  В,  $U_{кэ} = 7$  В, кривая 5 – при напряжениях на транзисторе корректора  $U_{бэ} = 0$  В,  $U_{кэ} = 8$  В.

Анализ характеристик приведенных на рис. 5.6 позволяет установить следующее. Использование корректора дает возможность плавно изменять наклон амплитудной характеристики усилителя в области больших напряжений, обеспечить постоянство дифференциального коэффициента усиления вплоть до выходного напряжения равного 85% от максимального значения, в два раза увеличить выходную мощность, ограниченную областью линейной работы усилителя.

#### 5.4. ОСОБЕННОСТИ ПОВЫШЕНИЯ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ ТВ ПЕРЕДАТЧИКОВ

В телевизионных передатчиках с выходной мощностью более 1 кВт используется раздельное усиление радиосигналов изображения и звукового сопровождения с последующим их сложением в антенне с применением диплексеров [62] (рис. 5.7). Здесь  $HO_1$  и  $HO_2$  – первый и второй направленные ответвители (трехдецибельные уравнивательные мосты),  $R_6$  – балластное сопротивление,  $A$  – антенна телевизионного передатчика,  $P_{из}$  и  $P_{зв}$  – мощности радиосигналов изображения и звукового сопровождения, подаваемые на соответствующие входы диплексера,  $C$  и  $L$  – емкости и индуктивности режекторных фильтров, настроенных на среднюю частоту радиосигнала звукового сопровождения.

Использование диплексера обусловлено необходимостью выполнения требований ГОСТ [73, 74], в соответствии с которыми уровень любого побочного (внеполосного) радиоизлучения телевизионных передатчиков с выходной мощностью более 25 Вт должен быть не менее чем на минус 60 дБ ниже пиковой мощности радиосигнала в синхроимпульсе. Развязка между входом радиосигнала изображения и входом радиосигнала звукового сопровождения диплексера достигает величины 35-40 дБ [62], что препятствует образованию интермодуляционных искажений и появлению внеполосных излучений.

В маломощных телевизионных передатчиках (с выходной мощностью менее 1 кВт [74]), составляющих около 85 % от общего парка телевизионных передатчиков, используется совместное усиление радиосигналов изображения и звукового сопровождения [10, 62], что обусловлено большими размерами и стоимостью применяемых в настоящее время диплексеров.

Однако совместному усилению присущи три основных недостатка [10]. 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 % [1, 2, 10]. В этом случае интермодуляционные помехи на выходе передатчиков соответствуют уровню минус 25-35 дБ [1]. Для уменьшения уровня внеполосного излучения до величины минус 60 дБ применяются полосовые фильтры, поглощающие от 15 до 20 % выходной мощности передатчика [62].

Выходная мощность и КПД маломощных телевизионных передатчиков могут быть повышены в 2...3 раза при дополнительном введении в эти передатчики блока, состоящего из малогабаритного диплексера и маломощного усилителя радиосигнала звукового сопровождения. Как показано в [42, 65] коэффициент использования транзисторов по мощности, в этом случае, составляет 75...80 %.

Изготовление маломощного усилителя радиосигнала звукового сопровождения не представляет трудности. Поэтому рассмотрим подробнее реализацию малогабаритного диплексера.

Малогабаритные направленные ответвители диплексера могут быть реализованы с использованием методики их изготовления, описанной в разделе 4.4.

Режекторные фильтры диплексера (рис. 5.7) осуществляют отражение радиосигнала звукового сопровождения в антенну и одновременно искажают амплитудно-частотную характеристику канала изображения. В результате экспериментальных исследований установлено, что добротность режекторных фильтров, выполненных на указанных элементах, как в метровом, так и в дециметровом диапазоне волн оказывается не хуже чем 380-420.

Используя результаты анализа работы диплексера с низкодобротными режекторными фильтрами, приведенного в [17], получим формулы для расчета относительных потерь мощности радиосигналов изображения и звукового сопровождения в диплексере:

$$\begin{aligned} \Delta P_{зв} &= \frac{P_{зв} - P_{Азв}}{P_{зв}} = 1 - (1 - S_{210})^2; \\ \Delta P_{из} &= \frac{P_{из} - P_{Аиз}}{P_{из}} = 1 - \frac{S_{210}^2 (1 + 4\theta^2 \Omega_{из}^2)}{1 + 4S_{210}^2 \theta^2 \Omega_{из}^2}, \end{aligned} \quad (5.1)$$

где  $P_{Аиз}$  и  $P_{Азв}$  – мощности радиосигналов изображения и звукового сопровождения в антенне;

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

$\theta$  – добротность режекторных фильтров;

$Y_0$  – допустимое значение затухания сигнала изображения при заданной расстройке  $\Omega_0$ , которое определяется полем допуска характеристики верхней боковой полосы телевизионного передатчика (см. ГОСТ [73]);

$\Omega_{из} = 2\pi 6,510^6 / \omega_{зв}$  – относительная расстройка между частотами радиосигналов изображения и звукового сопровождения;

$\omega_{зв}$  – круговая частота сигнала звукового сопровождения.

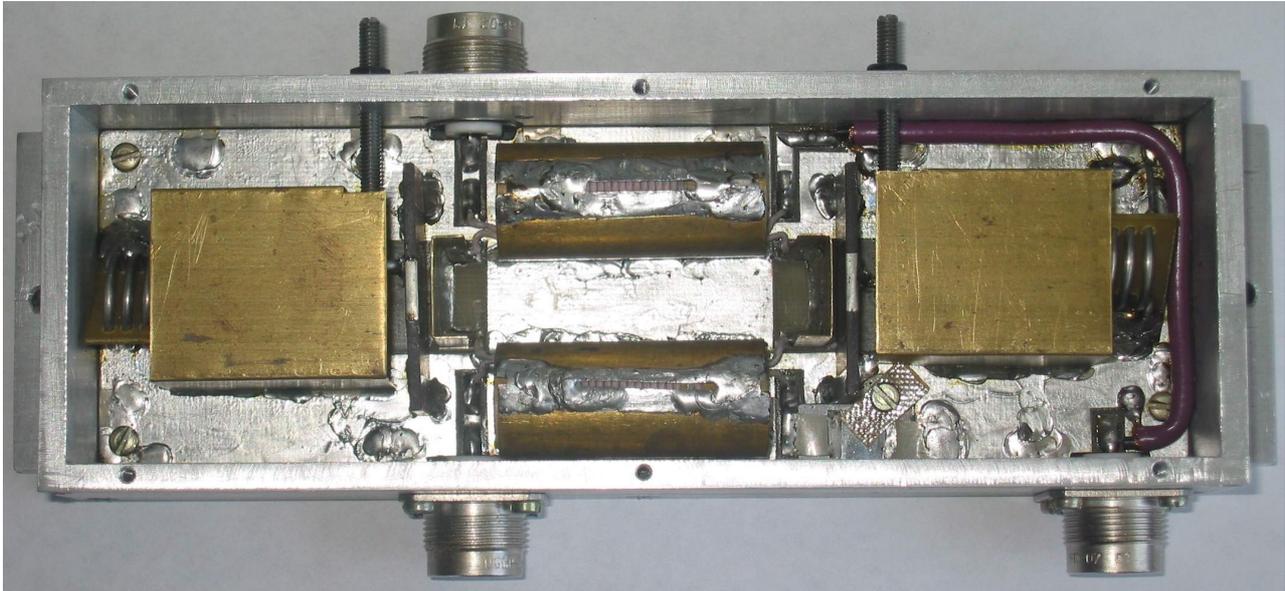
Из (5.1) найдем, что, например, в диплексере 12 канала телевидения с добротностью режекторных фильтров равной 400 потери составляют: для сигнала изображения 3 %, для сигнала звукового сопровождения 45 %. В этом случае, при необходимости получения в антенне мощности радиосигнала изображения равной 100 Вт и мощности радиосигнала звукового сопровождения 10 Вт, выходная мощность усилителя радиосигнала изображения должна быть равна 103 Вт, а мощность радиосигнала звукового сопровождения – 18,2 Вт.

Анализ соотношений (5.1) показывает, что реализация отдельного усиления радиосигналов изображения и звукового сопровождения в маломощных передатчиках целесообразна при использовании режекторных фильтрах с добротностью не менее 100, что значительно меньше достижимой добротности фильтров, полученной при экспериментальных исследованиях.

Нормированные относительно волнового сопротивления тракта передачи и круговой частоты сигнала звукового сопровождения значения элементов режекторных фильтров (см. рис. 5.7) могут быть рассчитаны по формулам [17]:

$$L_H = \theta S_{210} / 2(1 - S_{210}); C_H = 1/L_H.$$

На рис. 5.8 в качестве примера приведена фотография внешнего вида малогабаритного диплексера.



**Рис. 5.8**

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

## **5.5. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ ПОТРЕБЛЯЕМОГО ТОКА**

В широкополосных усилителях мощности диапазона метровых и дециметровых волн традиционным является использование транзисторов в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой [5, 75]. Однако при работе транзистора в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой, он недоиспользуется по мощности на 30 – 40 % [13]. Повышение выходной мощности, отдаваемой транзисторами, возможно благодаря введению автоматической регулировки потребляемого тока [13, 76]. Средний КПД сверхширокополосного усилителя мощности, при работе его транзисторов в режиме с фиксированной рабочей точкой и при усилении сигналов различной амплитуды, составляет 3-10 % [36]. Использование автоматической регулировки потребляемого тока позволяет повысить средний КПД сверхширокополосного усилителя мощности благодаря уменьшению потребляемой мощности при его работе в режиме усиления слабых сигналов [76-78]. Кроме того, применение автоматической регулировки потребляемого тока позволяет повысить линейность амплитудной характеристики усилителя и уменьшить величину амплитудно-фазовой конверсии [79, 80].

На рис. 5.9 приведена функциональная схема усилителя с автоматической регулировкой потребляемого тока, а на рис. 5.10 принципиальная схема одного из вариантов ее реализации.



Рис. 5.9

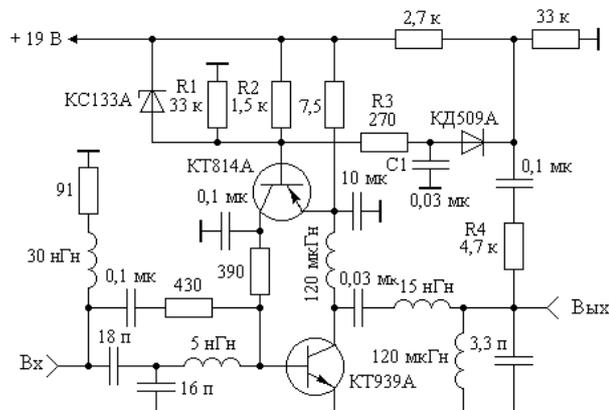


Рис. 5.10

Принцип работы схемы заключается в следующем [76]. Постоянное напряжение, пропорциональное уровню выходного сигнала, с выхода устройства выделения огибающей подается на блок управления, который изменяет ток, потребляемый усилительными каскадами усилителя. Фильтр верхних частот необходим для исключения возможности попадания сигнала с частотой управления в нагрузку.

При работе усилительного каскада с фиксированной рабочей точкой для получения в нагрузке максимальной выходной мощности ток  $I_{к0}$  и напряжение коллектор-эмиттер  $U_{кэ0}$  в точке покоя могут быть найдены из соотношений [13]:

$$\left. \begin{aligned} U_{кэ0} &= \sqrt{P_{к,доп} \Psi R_H / \xi}; \\ I_{к0} &= \sqrt{P_{к,доп} \xi / \Psi R_H}, \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

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

В каскаде с автоматической регулировкой потребляемого тока максимальное  $I_{к0max}$  и минимальное  $I_{к0min}$  значения потребляемого тока и напряжение коллектор-эмиттер  $U_{кэ0}$  рассчитываются по соотношениям: [76]:

$$\left. \begin{aligned} U_{кэ0} &= \sqrt{R_H \Psi P_{к,доп} / \xi (1 - \xi \Psi / 2)}; \\ I_{к0max} &= \sqrt{\xi P_{к,доп} / R_H \Psi (1 - \xi \Psi / 2)}; \\ I_{к0min} &= I_{nmax} (1 - \Psi). \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

Из (5.2) и (5.3) найдем, что максимальные значения выходной мощности каскада с фиксированной рабочей точкой  $P_{выхФРТ}$  и каскада с автоматической регулировкой потребляемого тока  $P_{выхАРТ}$  равны:

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{ВЫХФРТ}} &= \xi \Psi P_{\text{К.ДОП}} / 2; \\ P_{\text{ВЫХАРТ}} &= \xi \Psi P_{\text{К.ДОП}} / (2 - \xi \Psi). \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

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

$$P_{\text{ВЫХАРТ}} / P_{\text{ВЫХФРТ}} = 2 / (2 - \xi \Psi).$$

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

В [81] показано, что максимальное значение круговой частоты модулирующего колебания  $\Omega_m$ , при котором система автоматической регулировки потребляемого тока осуществляет изменение потребляемого тока по закону огибающей, рассчитывается по формуле:

$$\Omega_m \leq \frac{\sqrt{1 - m^2} \omega_H \left[ 1 - 1 / \left( \frac{1 - \xi \Psi / 2}{1 - \Delta P} + \frac{\xi \Psi}{2} \right) \right]}{\pi l}, \quad (5.5)$$

где  $m$  – глубина модуляции;

$\omega_H = 2\pi f_H$  – нижняя круговая частота полосы пропускания усилителя;

$\Delta P = (P_{\text{ВЫХmax}} - P_{\text{ВЫХmin}}) / P_{\text{ВЫХmax}}$  – допустимые относительные потери выходной мощности, обусловленные уменьшением проводимости передачи системы регулирования при уменьшении частоты несущего колебания вследствие сопоставимости постоянной времени нагрузки детектора системы регулирования и периода времени ВЧ колебания [82, 83];

$P_{\text{ВЫХmax}}$  – максимальное значение выходной мощности;

$P_{\text{ВЫХmin}}$  – значение выходной мощности на частоте  $\omega_H$ .

Поэтому при усилении сигналов с частотой модуляции менее  $\Omega_m$ ,  $U_{\text{кэо}}$  и  $I_{\text{коmax}}$  рассчитываются по (5.3). При необходимости усиления сигналов с частотой модуляции более  $\Omega_m$ , расчет  $U_{\text{кэо}}$  и  $I_{\text{коmax}}$  следует производить по соотношениям [81]:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{кэо}} &= \sqrt{P_{\text{К.ДОП}} R_H / \xi (1/\Psi - 1,5\xi/8)}; \\ I_{\text{коmax}} &= \sqrt{P_{\text{К.ДОП}} \xi / \Psi^2 R_H (1/\Psi - 1,5\xi/8)}. \end{aligned} \right\} \quad (5.6)$$

Требуемая постоянная времени нагрузки детектора системы регулирования, с учетом формулы (5.5), равна [81, 83]:

$$\tau_{\text{нд}} = C_{\text{нд}} R_{\text{нд}} = \sqrt{1 - m^2} / m \Omega_m. \quad (5.7)$$

**Пример. 5.1.** Рассчитать  $U_{\text{кэо}}$ ,  $I_{\text{ко}}$ ,  $I_{\text{коmax}}$ ,  $C_{\text{нд}}$ ,  $R_{\text{нд}}$ ,  $\Omega_m$ ,  $P_{\text{ВЫХ.ФРТ}}$ ,  $P_{\text{ВЫХ.АРТ}}$  каскада, принципиальная схема которого приведена на рис. 5.10, при его работе в режиме с фиксированной рабочей точкой и в режиме с использованием автоматической регулировки потребляемого тока. При расчетах будем полагать, что максимальная глубина модуляции при высоких частотах модуляции равна 0,7 [84], коэффициенты  $\Psi$  и  $\xi$  транзистора КТ939А [35] равны 0,95 и 0,9

соответственно,  $P_{к.доп} = 3$  Вт,  $f_H = 1$  МГц; допустимое значение  $\Delta P = 0,02$ ;  $R_H = 50$  Ом.

**Решение.** В случае работы каскада в режиме с фиксированной рабочей точкой из (5.2) и (5.4) получим:  $U_{кэо} = 12,6$  В;  $I_{кэо} = 0,238$  А;  $P_{выхФРТ} = 1,28$  Вт. При работе каскада с использованием автоматической регулировки потребляемого тока из (5.3) и (5.4) определим:  $U_{кэо} = 16,45$  В;  $I_{кэо} = 0,316$  А;  $P_{выхАРТ} = 2,4$  Вт. Используя (5.5) рассчитаем:  $\Omega_m = 23,2$  кГц, а из (5.7) найдем:  $\tau_{нд} = 43 \cdot 10^{-6}$  с. Сопротивление нагрузки детектора системы регулирования, как следует из схемы приведенной на рис. 5.10, равно:  $R_{нд} = R_3 + R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 1500$  Ом. Теперь из равенства  $\tau_{нд} = C_{нд} R_{нд}$  определим:  $C_{нд} = \tau_{нд} / R_{нд} = 28,7$  нФ. Проводимость передачи системы регулирования устанавливается выбором номинала резистора  $R_4$ . Стабилитрон КС133А, включенный в цепи базы транзистора КТ814А, необходим для ограничения сигнала управления значением, соответствующим заданной максимальной величине тока потребления  $I_{кэо}$ .

## 6. Список использованных источников

1. Гребенников А.В., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности для систем подвижной радиосвязи метрового и дециметрового диапазонов волн // Радиотехника. – 2000 – № 5. – С. 83–86.
2. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2010. – 325 с.
3. Малевич И.Ю. Проектирование высоколинейных усилительных трактов с параллельной структурой // Радиотехника. – 1997. – № 3. – С. 20 – 25.
4. Прищепов Г.Ф. Каскады с «удлиненным» транзистором // Сб. «Полупроводниковая электроника в технике связи» / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Радио и связь, 1990. – Вып. 28. – С. 50–54.
5. Рэд Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50 – омная техника: Пер. с нем. – М.: Мир, 1990. – 256 с.
6. Якушевич Г.Н., Мозгалев И.А. Широкополосный каскад со сложением выходных токов транзисторов // Сб. «Радиоэлектронные устройства СВЧ» / Под ред. А.А. Кузьмина. – Томск: изд-во Том. ун-та, 1992. – С. 118–127.
7. Извольский А.А., Козырев В.Б. Высокоэффективный ВЧ тракт транзисторных передатчиков // Сб. «Полупроводниковая электроника в технике связи» / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Радио и связь, 1990. – Вып. 28. – С. 112 – 118.
8. Патент 5896065 США, Н 03 F 3/68. Усилитель мощности ВЧ и СВЧ диапазонов, работающий в режиме сложения мощностей / Myer D. – Оpubл. 20.04.99.
9. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ / Под ред. О.В. Алексеева. – М.: Радио и связь, 1987. – 392 с.

10. 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.
11. Корчагин Ю.В. О стабилизации выходной мощности транзисторного усилителя при рассогласовании нагрузки // Сб. «Полупроводниковая электроника в технике связи» / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Радио и связь, 1990. – Вып. 28. – С. 124–130.
12. Шумилин М.С., Козырев В.Б., Власов В.А. Проектирование транзисторных каскадов передатчиков. – М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.
13. 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.
14. Каганов В.И. Радиопередающие устройства. – М.: ИРПО: Издательский центр «Академия», 2002. – 288 с.
15. Асессоров В.В., Кожевников В.А., Асеев Ю.Н., Гаганов В.В. Модули ВЧ усилителей мощности для портативных средств связи // Электросвязь. – 1997. – № 7. – С. 21 – 22.
16. Титов А.А. Сверхширокополосные усилители мощности. Эффективность автоматической регулировки режима класса А // Электроника: НТБ. – 2003. – № 4. – С. 32–35.
17. Титов А.А. Расчет диплексера усилителя мощности телевизионного передатчика // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2001. – № 2. – С. 74–77.
18. Титов А.А. Разработка полосовых усилителей мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики // Электронная техника. Сер. СВЧ – техника. – 2002. – Вып. 2. – С. 33–39.
19. Титов А.А. Многоканальные импульсные усилители с частотным разделением каналов // Известия вузов. Сер. Электроника. – 2003. – № 3. – С. 75–81.
20. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. – М.: Сов. радио, 1980. – 368 с.
21. Никифоров В.В., Терентьев С.Ю. Синтез цепей коррекции широкополосных усилителей мощности с применением методов нелинейного программирования // Сб. «Полупроводниковая электроника в технике связи» / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Радио и связь, 1986. – Вып. 26. – С. 136–144.
22. Никифоров В.В., Кулиш Т.Т., Шевнин И.В. К проектированию широкополосных усилителей мощности КВ- УКВ- диапазона на мощных МДП-транзисторах // В сб.: Полупроводниковые приборы в технике связи / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Радио и связь. – 1993. – Вып. 23. – С. 105–108.
23. Титов А.А., Бабак Л.И., Черкашин М.В. Расчет межкаскадной согласующей цепи транзисторного полосового усилителя мощности // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 2000. – Вып. 1. – С. 46–50.

24. 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.
25. Шварц Н.З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах. – М.: Радио и связь, 1987. – 200 с.
26. Бабак Л.И., Пушкарев В.П., Черкашин М.В. Расчет сверхширокополосных СВЧ усилителей с диссипативными корректирующими цепями // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1996. – Том 39. – № 11. – С. 20 – 28.
27. Богданович Б.М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. – М.: Связь, 1980. – 280 с.
28. Высокочастотные полупроводниковые усилители с обратной связью / А.И. Борисов, В.М. Белянцев, И.Н. Жуков и др.; Под ред. А.И. Борисова, А.В. Кривошейкина. – М.: Радио и связь, 1982. – 200 с.
29. Пикосекундная импульсная техника / В.Н. Ильюшенко, Б.И. Авдоченко, В.Ю. Баранов и др.; Под ред. В.Н. Ильюшенко. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 368 с.
30. Мелихов С.В., Колесов И.А. Влияние нагружающих обратных связей на уровень выходного сигнала усилительных каскадов // Сб. «Широкополосные усилители» / Под ред. А.А. Кузьмина. – Томск: изд-во ТГУ, 1975. – Вып. 4. – С. 102–110.
31. Абрамов Ф.Г., Волков Ю.А., Вонсовский Н.Н., Ильющенко И.И., Машинин О.В., Пасхин В.М. Согласованный широкополосный усилитель // Приборы и техника эксперимента. – 1984. – № 2. – С. 111–112.
32. Титов А.А. Экономичный сверхширокополосный усилитель мощности с защитой от перегрузок // Приборы и техника эксперимента – 2002. – № 2. – С. 71–73.
33. Титов А.А. Усилитель мощности для оптического модулятора // Приборы и техника эксперимента. – 2002. – № 5. – С. 88–90.
34. Титов А.А. Полосовой усилитель мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики // Приборы и техника эксперимента. – 2003. – № 4. – С. 65 – 68.
35. Петухов В.М. Полевые и высокочастотные биполярные транзисторы средней и большой мощности и их зарубежные аналоги: Справочник. В 4 томах. – М.: КУБК-а, 1997.
36. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства. Учебное пособие для вузов. – М.: Связь. 1977. – 360 с.
37. Красько А.С. Аналоговые электронные устройства: Методические указания по курсовому проектированию. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2000. – 42 с.
38. Болтовский Ю.Г. Расчет цепей термостабилизации электрического режима транзисторов: Методические указания по курсовому проектированию. – Томск: Ротапринт ТИАСУРа, 1993. – 25 с.
39. Титов А.А. Расчет схемы активной коллекторной термостабилизации и её использование в усилителях с автоматической регулировкой потребляемо-

- го тока // Электронная техника. Сер. СВЧ - техника. – 2001. – № 2. – С. 26 – 30.
40. Завражнов Ю.В., Каганов И.И., Мазель Е.З. и др. Мощные высокочастотные транзисторы / Под ред. Е.З. Мазеля. – М.: Радио и связь, 1985. – 176 с.
41. Kajiwara Y., Hirakawa K., Sasaki K., etc. UHF high – power transistor amplifier with high – dielectric substrate // NEC Res. & Develop. – 1977. – № 45. – P. 50 – 57.
42. Титов А.А. Двухканальный усилитель мощности с диплексерным выходом // Приборы и техника эксперимента. – 2001. – № 1. – С. 68 – 72.
43. Титов А.А. Проектирование цепей коррекции, согласования и фильтрации усилителей мощности радиопередающих устройств: Учебно-методическое пособие по курсовому проектированию для студентов радиотехнических специальностей. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2003. – 64 с.
44. Конев Ю.И., Машуков Е.В. Параллельное включение транзисторов // Сб. «Электронная техника в автоматике» / Под ред. Ю.И. Конева. – М.: Радио и связь, 1981. – Вып. 12. – С. 204–222.
45. Титов А.А. Упрощенный расчет широкополосного усилителя. // Радиотехника. – 1979. – № 6. – С. С.88 – 90.
46. Титов А.А. Расчет элементов высокочастотной коррекции усилительных каскадов на биполярных транзисторах. Учебно-методическое пособие по курсовому проектированию для студентов радиотехнических специальностей. – Томск: Том, гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2002. – 45 с.
47. Мелихов С.В., Колесов И.А. Влияние нагружающих обратных связей на уровень выходного сигнала усилительных каскадов // Сб. «Широкополосные усилители». – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1975. – Вып. 4. – С. 102–110.
48. Бабак Л.И. Анализ широкополосного усилителя по схеме со сложением напряжений // Сб. «Наносекундные и субнаносекундные усилители» / Под ред. И.А. Сулова. - Томск: Изд-во Том. ун-та, 1976. – С. 123–133.
49. 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.
50. Титов А.А. Параметрический синтез межкаскадной корректирующей цепи широкополосного усилителя мощности на полевых транзисторах. // Радиотехника. – 2002. – № 3 - С. 90–92.
51. Титов А.А. Параметрический синтез межкаскадной корректирующей цепи сверхширокополосного усилителя мощности // Известия вузов. Сер. Электроника. – 2002. – № 6. – С. 81–87.
52. Титов А.А. Параметрический синтез широкополосных усилительных ступеней с заданным наклоном амплитудно-частотной характеристики // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2002. – № 10. – С. 26–34.

53. Титов А.А., Кологривов В.А. Параметрический синтез межкаскадной корректирующей цепи полосового усилителя мощности // Электронная техника. Сер. СВЧ – техника. – 2002. – Вып. 1. – С. 6–13.
54. Титов А.А., Григорьев Д.А. Параметрический синтез межкаскадных корректирующих цепей высокочастотных усилителей мощности // Радиотехника и электроника. – 2003. – № 4. – С 442–448.
55. Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний / В.В. Заенцев, В.М. Катушкина, С.Е. Лондон, З.И. Модель; Под ред. З.И. Моделя. – М.: Сов. радио, 1980. – 296 с.
56. Лондон С.Е., Томашевич С.В. Справочник по высокочастотным трансформаторным устройствам. – М.: Радио и связь, 1984. – 216 с.
57. Титов А.А., Болтовская Л.Г. Высоковольтный транзисторный усилитель однополярных импульсов // Приборы и техника эксперимента. – 1979. – №2. – С. 140–141.
58. Дьячко А.Н., Мелихов С.В., Титов А.А. Широкополосный усилитель мощности для акустооптических систем // Приборы и техника эксперимента. – 1991. – № 2. – С. 111 – 112.
59. Мелихов С.В., Титов А.А., Файнгерц В.М., Якушевич Г.Н. Сверхширокополосный модуль преобразования частоты и модуляции высокочастотных колебаний // Приборы и техника эксперимента. – 1991. – № 1. – С. 120.
60. Мазепова О.И., Мещанов В.П., Прохорова Н.И. и др. Справочник по элементам полосковой техники / Под ред. А.М. Фельдштейна. – М.: Связь, 1979. – 215 с.
61. Карпов В.М., Малышев В.А., Перевощиков И.В. Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами / Под ред. В.А. Малышева. – М.: Радио и связь, 1984. – 238 с.
62. Иванов В.К. Оборудование радиотелевизионных передающих станций. – М.: Радио и связь, 1989. – 336 с.
63. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов / Л.А. Белов, М.В. Благовещенский, В.М. Богачев и др.; Под ред. М.В. Благовещенского, Г.У. Уткина. – М.: Радио и связь, 1982. – 408 с.
64. А.с. 202252 СССР. Направленный ответвитель для систем коллективного приема телевидения. / В.Д. Кузнецов, Н.Б. Аблин. – Оpubл. в Б.И., 1967. - № 19. – С. 32.
65. Титов А.А. Разработка малогабаритного диплексера для сложения мощности двух независимых передатчиков в антенне // Электронные средства и системы управления: Материалы Всероссийской научно-практической конференции. Томск: Изд-во Института оптики атмосферы СО РАН, 2003. – С. 91–95.
66. Богданович Б.М. Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном. – М.: Радио и связь, 1984. – 176 с.
67. Завражнов Ю.В., Хвостов А.В. Высоколинейные усилители мощности радиопередатчиков // Радиотехника. – 2000. - № 12. – С. 68 – 73.

68. Андреев В.С., Гордон Е.Ю. Уменьшение нелинейных искажений усилителей мощности СВЧ // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1993. – № 10. – С. 21 – 28.
69. Половников А.С., Яковенко В.А. Исследование эффективности корректора нелинейных искажений // Труды пятой международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения, АПЭП – 2000». – Новосибирск: Новосиб. гос. тех. ун-т, 2000. – Т.7. – С. 87 – 89.
70. 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.
71. Титов А.А. Разработка полосовых усилителей мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики // Электронная техника. Сер. СВЧ – техника. – 2002. – Вып. 2. – С. 33–39.
72. Титов А.А. Полосовой усилитель мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики // Приборы и техника эксперимента. – 2003. – № 4. – С. 65 – 68.
73. ГОСТ Р 50890 – 96. Передатчики телевизионные маломощные. Основные параметры. Технические требования. Методы измерений. – М.: Издательство стандартов, 1996. – 36 с.
74. ГОСТ 20532 – 83. Радиопередатчики телевизионные 1 – 5 диапазонов. Основные параметры, технические требования и методы измерений. – М.: Издательство стандартов, 1984. – 34 с.
75. Ежков Ю.А. Справочник по схемотехнике усилителей. – 2-е изд. – М.: ИП РадиоСофт, 2002. – 272 с.
76. Титов А.А. Повышение выходной мощности транзисторных усилителей в режиме А // Радиотехника. – 1985. – № 3. – С. 81 – 83.
77. Догадин Н.Б., Ногин В.Н. КПД усилителей со ступенчатым управлением // Радиотехника. – 1996. – № 3. – С. 13 – 14.
78. Youn K.J., Kim B., Lee C.S., Maeng S.J., Lee J.J., Pyun K.E., Park H.M. Low dissipation power and high linearity PCS power amplifier with adaptive gate bias control circuit // Electron. Lett. – 1996. – Vol. 32. – No. 17. – P. 1533 – 1535.
79. Окснер Э.С. Мощные полевые транзисторы и их применение: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1985. – 288 с.
80. Титов А.А. Нелинейные искажения в мощной широкополосной усилительной ступени с автоматической регулировкой потребляемого тока // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2001. – № 11. – С. 71 – 77.
81. Титов А.А. Анализ работы усилительного каскада с автоматической регулировкой потребляемого тока // Известия ТПУ – 2003. – № 3. – С. 84–88.
82. Мотовилов Н.И. Бестрансформаторные источники питания. // Зарубежная радиоэлектроника. – 1983. – №1. – С. 61 – 69.

83. Титов А.А. Компенсация влияния детекторного эффекта в усилителе с автоматической регулировкой потребляемого тока. // Радиотехника. – 1987. - №8. – С. 10 – 13.
84. Чистяков Н.И., Сидоров М.В., Мельников В.С. Радиоприемные устройства. / Под ред. Н.И. Чистякова. – М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1959. – 895 с.