

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики
и радиоэлектроники»

Кафедра радиотехнических устройств

Ю. В. Зоров, А. Е. Курочкин

***РАДИОПРИЁМНЫЕ УСТРОЙСТВА.
МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ПРИЁМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ***

ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

Минск БГУИР 2012

УДК 621.396.62(076.5)

ББК 32.849я73

3-86

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра радиоэлектроники учреждения образования
«Минский государственный высший радиотехнический колледж»
(протокол №);

заведующий кафедрой радиосвязи и радиовещания
учреждения образования «Высший государственный колледж связи»
кандидат технических наук А. И. Корзун

Зоров, Ю. В.

3-86 Лабораторный практикум по дисциплинам Радиоприёмные устройства, Методы и устройства приёма и обработки сигналов / Ю. В. Зоров, А. Е. Курочкин. – Минск : БГУИР, 2012. – 151 с. : ил.
ISBN 978-985-488-654-1.

В издании приводятся описания и порядок проведения 12 лабораторных работ в рамках изучения основных узлов радиовещательного радиоприёмника супергетеродинного типа.

**УДК 621.396.62(076.5)
ББК 32.849я73**

ISBN 978-985-488-654-1

© Зоров Ю.В., Курочкин А. Е., 2012
© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2012

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|--|-----|
| Введение | 4 |
| Лабораторная работа №1 «Входные цепи»..... | 5 |
| Лабораторная работа №2 «Транзисторные усилители радиосигналов» | 18 |
| Лабораторная работа №3 «Транзисторные полосовые усилители» | 32 |
| Лабораторная работа №4 «Преобразователи частоты»..... | 44 |
| Лабораторная работа №5 «Детекторы АМ сигналов» | 62 |
| Лабораторная работа №6 «Системы автоматической регулировки усиления»..... | 76 |
| Лабораторная работа №7 «Транзисторные усилители и детекторы радиоимпульсных сигналов» | 89 |
| Лабораторная работа №8 «Элементы приёмника ЧМ-сигналов»..... | 96 |
| Лабораторная работа №9 «Диодные параметрические усилители»..... | 109 |
| Лабораторная работа №10 «Нелинейные искажения в ВЧ-трактах радиоприёмников» | 123 |
| Лабораторная работа №11 «Метрические испытания радиовещательного приёмника» | 132 |
| Лабораторная работа №12 «Измерение шумовых параметров четырёхполюсника» | 141 |
| Литература | 150 |

ВВЕДЕНИЕ

Реальный физический эксперимент по-прежнему остаётся одним из наиболее эффективных методов обучения, важнейшим средством развивающих и воспитательных воздействий на учащихся. Лабораторный практикум в учебном процессе способствует получению и накоплению новых знаний и навыков.

Данное учебно-методическое пособие содержит описание и порядок проведения лабораторных работ при изучении дисциплин «Радиоприёмные устройства» и «Методы и устройства приёма и обработки сигналов».

Представленный цикл лабораторных исследований охватывает все основные узлы и системы радиовещательного супергетеродинного приёмника, а именно: входные цепи, транзисторные усилители непрерывных и импульсных радиосигналов, диодные параметрические усилители, транзисторные полосовые усилители, преобразователи частоты, детекторы сигналов амплитудно-модулированных и частотно-модулированных сигналов, детекторы радиоимпульсных сигналов, системы автоматической регулировки усиления. Завершают практикум лабораторные работы по изучению нелинейных явлений в высокочастотном тракте радиоприёмника и измерению основных электрических показателей радиовещательного приёмника.

Библиотека БГУИР

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1 «ВХОДНЫЕ ЦЕПИ»

Цель работы: изучить основные схемы входных цепей транзисторных радиоприёмников и исследовать их свойства.

1.1 Краткие теоретические сведения

Входная цепь (ВЦ) радиоприёмного устройства (РПУ) – это специальная согласующая цепь (СЦ), предназначенная для передачи сигнала от приёмной антенны к входу первого усилительного элемента и служащая для предварительной частотной селекции сигналов, поступающих из антенны (рисунок 1.1). Входная цепь состоит из одного или нескольких контуров, настраиваемых на частоты несущего колебания принимаемого сигнала f_0 для выделения его и побочных каналов для их режекции.

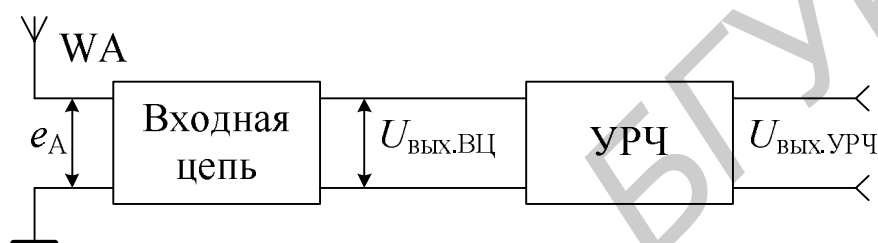


Рисунок 1.1

Приёмная антенна, находящаяся под воздействием электромагнитного поля, может быть представлена в виде генератора ЭДС e_A , обладающего внутренним сопротивлением Z_A . Величина e_A прямо пропорциональна действующей высоте антенны h_d и напряженности поля E в месте приёма: $e_A = h_d \cdot E$.

Приёмные антенны бывают **настроенные** и **ненастроенные**. Внутреннее сопротивление **настроенной** антенны имеет чисто активный характер на частоте полезного сигнала или на средней частоте некоторого достаточно узкого диапазона частот.

Ненастроенная антенна обладает комплексным внутренним сопротивлением и предназначена для работы в широком диапазоне частот. Характер внутреннего сопротивления ненастроенной электрической антенны можно оценить с помощью рисунка 1.2, где изображена схема так называемого **стандартного эквивалента внешней электрической антенны** с действующей высотой $h_d = 10$ м, используемого для проведения метрологических испытаний РПРУ в заводских условиях [1].

Эквивалентная схема рисунка 1.2, а соответствует диапазону частот 0,1...30 МГц. Эквивалент антенны, работающей на относительно низких частотах (0,1...1,7 МГц) может быть значительно упрощён (рисунок 1.2,б). Как видно из рисунка 1.2,а, полное внутреннее сопротивление ненастроенной антенны зависит от частоты, поэтому характеристики антенны и её эквивалентные схемы в различных частотных диапазонах будут неодинаковыми.

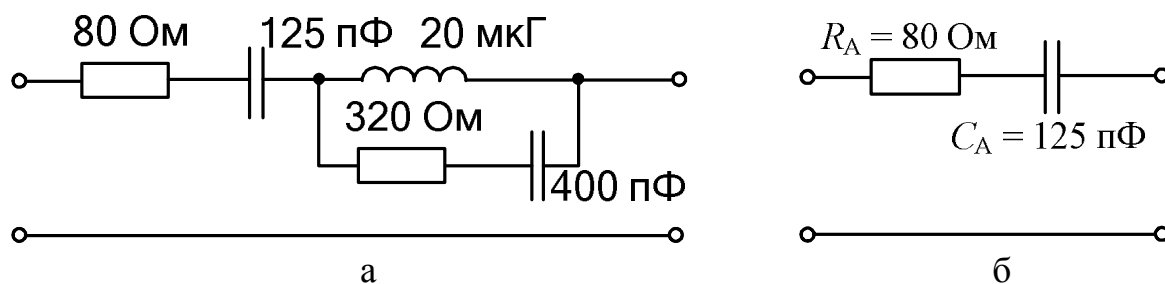


Рисунок 1.2

Параметры антенны могут изменяться в процессе эксплуатации, как это происходит в случае выдвижной штыревой антенны в переносных РПУ. При непосредственной связи антенны с контуром (**простая ВЦ**) в контур вносятся активное и реактивное сопротивления. За счет активного сопротивления R_A снижается эквивалентная добротность контура и ухудшается избирательность, а за счет ёмкости антенны C_A происходит расстройка контура. Скомпенсировать эти изменения при изготовлении приёмника невозможно, так как заранее неизвестно, с какой антенной он будет работать. Для снижения влияния параметров антенны на входной контур и, следовательно, повышения стабильности ВЦ требуется ослабить связь антенны с контуром. Входные цепи, имеющие ослабленную связь с антенной, называются **сложными**. Расчёт коэффициента включения антенны должен производиться исходя из допустимого изменения параметров ВЦ при изменении параметров антенны.

Таким образом, к входной цепи предъявляется ряд требований.

1 Принимаемый сигнал должен передаваться от антенны к транзистору с минимальными потерями.

2 Полоса пропускания ВЦ ($P_{ВЦ}$) должна соответствовать спектру принимаемого сигнала.

3 ВЦ должна обладать высокой селективностью, т.е. степенью подавления мешающих сигналов. В частности, для входных цепей супергетеродинных приёмников важное значение имеет ослабление мешающих сигналов на зеркальной частоте, отличающейся от частоты принимаемого сигнала на две промежуточные ($f_{з.к} = f_0 + 2f_{п.ч}$), и на промежуточной частоте. Соответственно, различают селективность по зеркальному ($S_{з.к}$) и прямому ($S_{п.к}$) каналам.

4 ВЦ должна допускать настройку на любую частоту диапазона от $f_{0 \text{ мин}}$ до $f_{0 \text{ макс}}$. При этом основные показатели не должны сильно изменяться при перестройке.

5 ВЦ не должна быть чувствительна к разбросу параметров антенны и транзистора.

Основными характеристиками ВЦ являются:

- 1) амплитудно-частотная характеристика и фазочастотная характеристика (АЧХ и ФЧХ);
- 2) рабочий диапазон частот;
- 3) резонансный коэффициент передачи напряжения или мощности;

- 4) коэффициент шума;
- 5) коэффициент избирательности по побочным каналам приёма.

Все характеристики сложных ВЦ зависят от вида применяемого способа ослабления связи с антенной или с УРЧ. На рисунке 1.3, а, б, в представлены основные схемы сложных ВЦ, классифицируемые по способу ослабления связи с антенной: а – ВЦ с внешнеемкостной связью, б – ВЦ с индуктивной или трансформаторной связью, в – ВЦ с комбинированной связью с антенной.

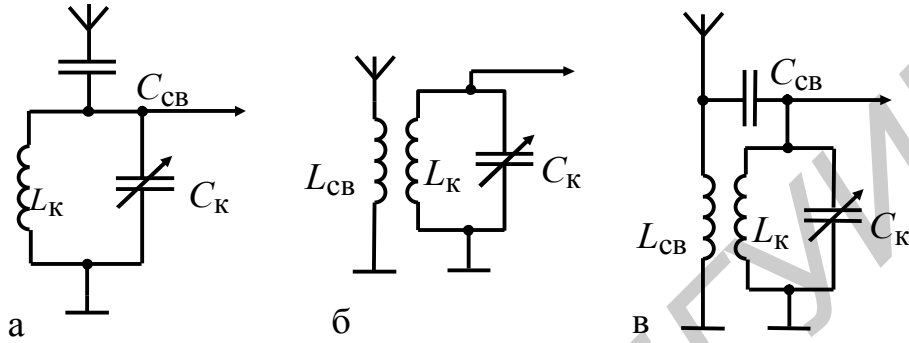


Рисунок 1.3

В ВЦ с внешнеемкостной связью с антенной ёмкость C_{CB} выбирают из условия $C_{CB} \ll C_A$, тогда результирующая ёмкость, которая всегда меньше C_{CB} , будет оказывать слабое влияние на настройку контура при изменении C_A , т.к. при этом $C'_{CB} = C_{CB}C_A / (C_{CB} + C_A) \approx C_{CB}$. Влияние сопротивления R_A на добротность контура при таком выборе C_{CB} также будет незначительно.

Резонансная частота контура ВЦ определяется следующим выражением:

$$f_0 = 1 / \left[2\pi \sqrt{L_K \left[C_K + C_A C_{CB} / (C_A + C_{CB}) \right]} \right]. \quad (1.1)$$

Дифференцируя (1.1) по C_A , получаем, что относительное изменение частоты настройки

$$\Delta f_0 / f_0 = -(p_A^2 / 2) \cdot (\Delta C_A / C_A) \cdot (C_A / C_3),$$

где $C_3 = C_K + C_A p_A$;

p_A – коэффициент включения антенны к контуру ВЦ:

$$p_A = C_{CB} / (C_A + C_{CB}) \approx C_{CB} / C_A.$$

Обычно величину ёмкости конденсатора связи выбирают с учетом дополнительного условия $C_{CB} < C_{K\text{мин}}$.

Допустимым смещением настройки контура можно считать значение, не превышающее половины полосы пропускания, т.е. $\Delta f_{CM} = 0,5\Pi_{ВЦ}$, поэтому

$$\Delta f_0 = -\frac{f_0 p_A^2}{2} \frac{\Delta C_A}{C_A} \cdot \frac{C_A}{C_3} = \Delta f_{CM} \leq 0,5\Pi_{ВЦ} = 0,5 \frac{f_0}{Q_3},$$

где Q_3 – эквивалентная добротность контура ВЦ.

Из выражения видно, что коэффициент включения, обеспечивающий такое изменение частоты настройки из-за внесения в контур емкости антенны, должен удовлетворять условию

$$p_A \Delta f \leq \sqrt{\frac{C_3}{\Delta C_A Q_3}}, \quad (1.2)$$

а вносимое в контур изменение емкости должно удовлетворять условию

$$\Delta C_A p_A^2 \Delta f \leq C_3 / Q_3. \quad (1.3)$$

Модуль коэффициента передачи ВЦ с учетом обобщенной расстройки ξ равен

$$K = \frac{\omega C'_{CB} \rho Q_3}{\sqrt{1 + \xi^2}}.$$

Если для волнового сопротивления ρ применить выражение $\rho = \omega_0 L_K$, то

$$K = \frac{\omega C'_{CB} \omega_0 L_K Q_3}{\sqrt{1 + \xi^2}}. \quad (1.4)$$

Резонансный коэффициент передачи представляет собой отношение выходного напряжения $U_{0 \text{ Вых}}$ ВЦ на резонансной частоте ($\xi=0$) к ЭДС сигнала e_A в антенне. Из (1.4) резонансный коэффициент передачи равен

$$K_0 = \frac{U_{0 \text{ Вых}}}{e_A} = \omega_0^2 C'_{CB} L_K Q_3. \quad (1.5)$$

Как видно из (1.5), при ослабленной связи с антенной коэффициент передачи не зависит от величины внутренней ёмкости антенны. Но коэффициент передачи K_0 прямо пропорционален C_{CB} , поэтому C_{CB} не следует выбирать чрезмерно малой. Обычно C_{CB} выбирают порядка 10 пФ.

При настройке контура ВЦ с помощью конденсатора можно считать, что добротность контура в пределах диапазона остается постоянной. При этом, как видно из (1.5), резонансный коэффициент передачи пропорционален квадрату частоты принимаемого сигнала, т.е. обладает сильным непостоянством по диапазону (рисунок 1.4).

Ёмкостная связь конструктивно проста, но непостоянство коэффициента передачи ограничивает её широкое применение. Обычно эта связь применяется на фиксированных частотах или при малых коэффициентах перекрытия рабочего диапазона по частоте $k_f = f_{0 \text{ макс}} / f_{0 \text{ мин}}$.

Селективные свойства ВЦ характеризуются формой её резонансной характеристики. Перестройка ВЦ в заданном диапазоне частот производится, как правило, с помощью конденсатора переменной ёмкости, например варикапа. При этом каждой ёмкости варикапа соответствует своя резонансная характе-

ристика (на рисунке 1.4 эти характеристики показаны для трех фиксированных значений ёмкости: для максимальной, средней или минимальной емкости).

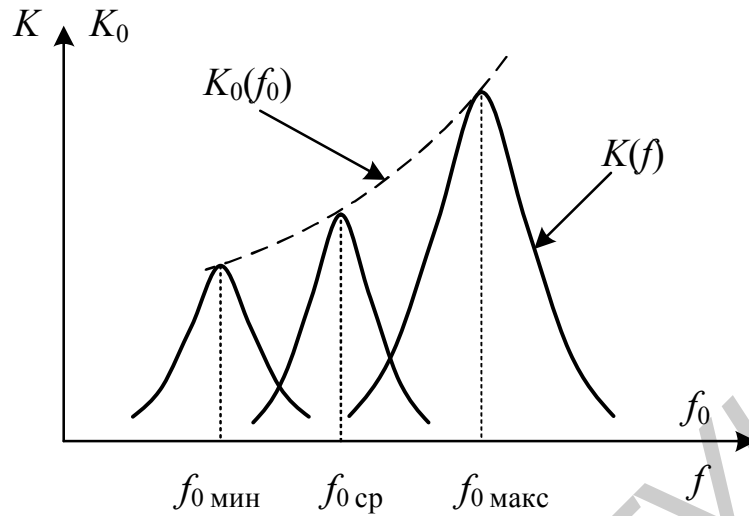


Рисунок 1.4

Следует различать резонансную характеристику $K(f)$ и частотную характеристику резонансного коэффициента передачи ВЦ $K_0(f_0)$. Последняя представляет собой траекторию движения вершины резонансной характеристики при изменении ёмкости контура ВЦ (штриховая линия на рисунке 1.4).

Коэффициент односигнальной частотной избирательности по внеполосным каналам приёма определяется в соответствии с выражением $S_{в.к} = K_0 / K_{в.к}$, где $K_{в.к}$ – коэффициент передачи ВЦ на частоте побочного внеполосного канала $f_{в.к}$.

Коэффициент односигнальной частотной избирательности ВЦ с емкостной связью равен

$$S_{в.к} = \frac{\omega_0^2 C_{св}^2 L_K Q_э}{\sqrt{1 + \omega_0^2 C_{св}^2 R_A^2}} \frac{\sqrt{1 + \omega_{в.к}^2 C_{св}^2 R_A^2} \sqrt{1 + \xi_{в.к}^2}}{\omega_{в.к} C_{св} \omega_0 L_K Q_э} =$$

$$= \frac{\omega_0}{\omega_{в.к}} \frac{\sqrt{1 + \omega_{в.к}^2 C_{св}^2 R_A^2} \sqrt{1 + \xi_{в.к}^2}}{\sqrt{1 + \omega_0^2 C_{св}^2 R_A^2}}.$$

При небольшом различии частот ($f_{в.к} \approx f_0$), например для соседнего канала или зеркального канала для максимальной рабочей частоты, коэффициент частотной избирательности равен

$$S_{в.к} = \frac{\omega_0}{\omega_{в.к}} \frac{\sqrt{1 + \omega_{в.к}^2 C_{св}^2 R_A^2} \sqrt{1 + \xi_{в.к}^2}}{\sqrt{1 + \omega_0^2 C_{св}^2 R_A^2}} \approx \sqrt{1 + \xi_{в.к}^2} \quad (1.6)$$

и определяется величиной обобщённой расстройки $\xi_{в.к}$ побочного канала относительно резонансной частоты ВЦ.

При большом различии частот ($f_{в.к} \gg f_0$) в частотной области $f < 15,9$ МГц, где $R_A \ll 1/(\omega C'_{св})$, коэффициент передачи ВЦ, например на частоте зеркального канала ($f_{з.к} \gg f_0$), равен

$$K_{з.к} = \frac{\omega_{з.к} C'_{св} Q_э}{\omega_0 (C_A p_A + C_K) \sqrt{1 + \xi_{з.к}^2}} = \frac{\omega_{з.к} C'_{св} Q_э}{\omega_0 (C_A p_A + C_K) \sqrt{1 + Q_э^2 \left(\frac{\omega_{з.к}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{з.к}} \right)^2}} \approx \frac{\omega_{з.к} C'_{св} Q_э}{\omega_0 (C_A p_A + C_K) Q_э \frac{\omega_{з.к}}{\omega_0}} = \frac{C'_{св}}{(C_A p_A + C_K)} \quad (1.7)$$

и не зависит от частоты внеполосного канала. Коэффициент частотной избирательности при этом равен $S_{з.к} \approx Q_э$, т.е. коэффициент избирательности не может превышать величину, равную эквивалентной добротности контура ВЦ. Это объясняется тем, что для частот, значительно превышающих частоту настройки контура, контур ВЦ представляет собой емкостной делитель с постоянным коэффициентом деления по переменному току.

При индуктивной связи с антенной (рисунок 1.3, б) катушка связи вместе с ёмкостью антенны образует последовательный контур с собственной частотой

$$f_{0A} = 1/(2\pi \sqrt{L_{св} C_A}). \quad (1.8)$$

В зависимости от выбора величины индуктивности $L_{св}$ возможны два режима работы: с удлиненной антенной, когда $f_{0A} < f_{0\text{ мин}}$ ($\lambda_A > \lambda_{0\text{ мин}}$ – режим удлинения), и с укороченной антенной, когда $f_{0A} > f_{0\text{ макс}}$ ($\lambda_A < \lambda_{0\text{ макс}}$ – режим укорочения).

В режиме сильного укорочения ($f_{0A} \gg f_{0\text{ макс}}$) сопротивление последовательного антенного контура в диапазоне перестройки контура ВЦ от $f_{0\text{ мин}}$ до $f_{0\text{ макс}}$ имеет емкостной характер, поэтому ток в антенне пропорционален частоте f_0 , а резонансный коэффициент передачи ВЦ оказывается пропорциональным квадрату частоты (рисунок 1.5) и индуктивная связь с антенной не дает никаких преимуществ по сравнению с емкостной. Обычно режим укорочения в радиовещательных РПрУ не используется.

В режиме сильного удлинения ($f_{0A} \ll f_{0\text{ мин}}$) цепь антенны на частоте f_0 имеет индуктивный характер сопротивления и ток в антенне оказывается обратно пропорциональным частоте f_0 . При этом (в первом приближении) резонансный коэффициент передачи ВЦ не зависит от частоты сигнала. Благодаря этому индуктивная связь с антенной в режиме удлинения находит наибольшее применение.

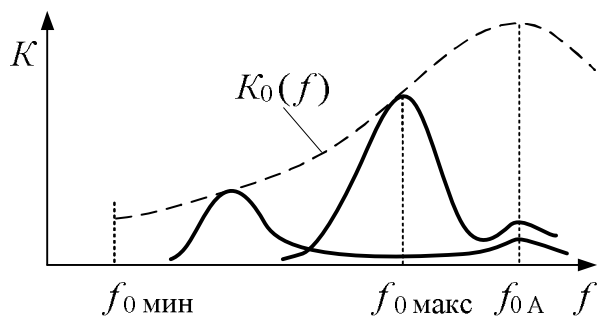


Рисунок 1.5

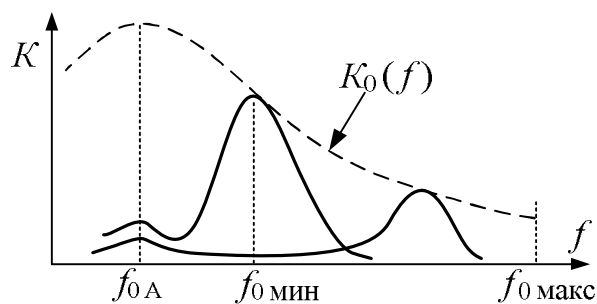


Рисунок 1.6

В режиме удлинения резонансный коэффициент передачи ВЦ равен

$$K_0 = \frac{k_{\text{св}} \cdot Q_{\text{ВЦ}}}{1 - f_{0\text{А}}^2 / f_0^2} \cdot \sqrt{\frac{L_{\text{К}}}{L_{\text{св}}}}, \quad (1.9)$$

где $k_{\text{св}}$ – коэффициент связи индуктивностей $L_{\text{К}}$ и $L_{\text{св}}$.

Величина

$$k_{\text{А}} = f_{0\text{А}} / f_{0\text{мин}} \quad (1.10)$$

называется коэффициентом удлинения.

При малых значениях $k_{\text{А}}$ (т.е. в режиме сильного усиления) требуется катушку связи выполнить с большой индуктивностью. При этом, как видно из (1.9), снижается коэффициент передачи K_0 . Поэтому обычно $k_{\text{А}}$ выбирают порядка 0,7. В некоторых случаях, чтобы не увеличивать чрезмерно $L_{\text{св}}$, параллельно катушке связи включают дополнительный конденсатор. При этом возрастает ёмкость антенной цепи и уменьшается её резонансная частота.

При сравнительно больших коэффициентах удлинения (порядка 0,7 и больше) зависимость резонансного коэффициента передачи от частоты имеет падающий характер (рисунок 1.6).

При выборе степени связи катушек индуктивности исходят из необходимости обеспечить слабое влияние параметров антенны и их разброса на работу контура входной цепи и из конструктивной осуществимости требуемой связи. Практически выполнимое значение коэффициента связи ($k_{\text{св}}$) не превышает 0,5...0,7.

Коэффициент избирательности по внеполосным каналам, частота которых $f_{\text{в.к}} \gg f_0$ (например зеркальный канал), для режима удлинения равен

$$S_{\text{в.к}} = \frac{K_0}{K} = \frac{k_{\text{св}} \sqrt{\frac{L_{\text{К}}}{L_{\text{св}}} Q_{\text{Э}} n_2}}{\frac{k_{\text{св}} \sqrt{\frac{L_{\text{К}}}{L_{\text{св}}} \frac{f_0}{f_{\text{в.к}}} Q_{\text{Э}} n_2}}{\sqrt{1 + [Q_{\text{Э}} (\frac{f_{\text{в.к}}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{\text{в.к}}})]^2}}} = \frac{\omega_{\text{в.к}}}{\omega_0} \sqrt{1 + [Q_{\text{Э}} (\frac{\omega_{\text{в.к}}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{\text{в.к}}})]^2} \approx \frac{\omega_{\text{в.к}}^2}{\omega_0^2} Q_{\text{Э}}. \quad (1.11)$$

На частотах внеполосных каналов, совпадающих с частотой настройки антенного контура $f_{В.К} = f_{0А}$, (а это может быть прямой канал) имеет место уменьшение коэффициента избирательности до значения

$$S_{В.К} = \frac{f_0}{f_{0А}} \cdot \frac{R_A}{\omega_{0А} L_{СВ}} \sqrt{1 + \left[Q_{Э} \cdot \left(\frac{f_{В.К}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{В.К}} \right) \right]^2} \approx \frac{R_A}{\omega_{0А} L_{СВ}} \cdot Q_{Э}. \quad (1.12)$$

Селективность по прямому каналу определяется для случая настройки ВЦ на ту крайнюю частоту диапазона f_0 , которая наиболее близка к промежуточной частоте $f_{П.Ч}$. Если селективность по прямому каналу оказывается недостаточной, то для её повышения используют включение дополнительного режекторного последовательного или параллельного контура, настроенного на частоту $f_{П.Ч}$.

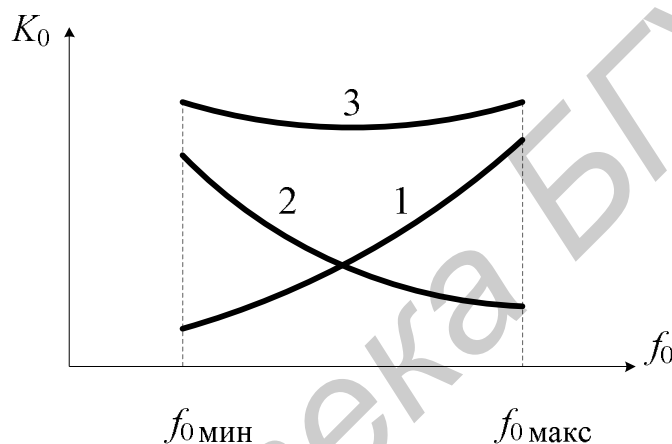


Рисунок 1.7

При комбинированной связи с антенной (рисунок 1.3, в) в результате совместного действия обоих видов связи: индуктивной в режиме удлинения (рисунок 1.7, кривая 1) и емкостной (рисунок 1.7, кривая 2) — резонансный коэффициент передачи ВЦ оказывается во всем рабочем диапазоне частот сравнительно постоянным (рисунок 1.7, кривая 3). Основным недостатком схемы является пониженная селективность по зеркальному каналу и по каналам, частота которых близка к частоте настройки антенного контура. В связи с этим подобная схема имеет ограниченное применение.

В реальных ВЦ необходимо учитывать также влияние нагрузки (транзистора) на работу ВЦ. При непосредственной связи транзистора с контуром его входная проводимость $y_{11} = g_{11} + jb_{11}$ оказывается включенной параллельно контуру. Такая связь, как и в случае антенной цепи, приводит к расстройке контура (за счет проводимости b_{11}) и к увеличению его затухания (за счет проводимости g_{11}). Проводимость y_{11} может отклоняться от номинального значения как из-за неидентичности транзисторов одного и того же типа (т.е. из-за разброса параметров), так и вследствие изменения режима работы транзистора и температуры окружающей среды.

В результате этих отклонений могут изменяться частота настройки и полоса пропускания ВЦ. Для повышения стабильности и селективности ВЦ приходится ослаблять связь транзистора с контуром, вводя коэффициент включения n_2 .

1.2 Описание лабораторного макета

Лабораторный макет (рисунок 1.8) дает возможность исследовать входные цепи с различными видами связи с антенной: емкостной, индуктивной (с укороченной и удлиненной антеннами) и комбинированной. Переключение соответствующих схем входных цепей осуществляется с помощью переключателя SA4.

Входной сигнал (в диапазоне СВ: 525...1605 кГц) подается от генератора стандартных сигналов (ГСС) на входные зажимы «Вх.1» или «Вх.2». Выходное напряжение снимается с выходных зажимов «Вых.1».

В схеме предусмотрены два эквивалента антенны с различными значениями параметров R_A и C_A . Переключение этих эквивалентов осуществляется переключателем SA1. Фильтр L_1, C_3 , включаемый в положении «2» переключателя SA2, служит для повышения избирательности ВЦ по прямому каналу. КПЕ C_{15} служит для настройки ВЦ на заданную частоту диапазона. Положение «180°» ручки C_{15} соответствует максимальной емкости КПЕ, т.е. минимальной частоте настройки $f_{0 \text{ мин}}$, положение «0°» – минимальной емкости КПЕ, т.е. $f_{0 \text{ макс}}$. При емкостной связи с антенной переключатель SA4 устанавливается в положение «1». В этом случае ВЦ содержит: контур L_5, C_9, C_{12}, C_{15} и конденсаторы связи с антенной C_6 или C_7 . Изменение емкости конденсатора связи осуществляется переключателем SA5. Связь с транзистором – автотрансформаторная.

При индуктивной связи с укороченной антенной переключатель SA4 устанавливается в положение «2». При этом ВЦ содержит: контур $L_6, C_{10}, C_{13}, C_{15}$ и катушку связи с антенной L_2 . Связь с транзистором – трансформаторная L_7 . При индуктивной связи с удлиненной антенной переключатель SA4 устанавливается в положение «3», а переключатель SA6 – в положение «1». Для изменения коэффициента удлинения параллельно катушке связи с антенной L_3 с помощью переключателя SA3 может быть подключен конденсатор C_4 .

Связь с транзистором – автотрансформаторная. С помощью переключателя SA8 можно изменять значения входной проводимости транзистора (g_{11} и C_{11}).

При комбинированной связи с антенной переключатель SA4 устанавливается в положение «3», а переключатель SA6 – в положение «2». По сравнению с предыдущим случаем добавляется емкостная связь с антенной за счет конденсатора C_8 .

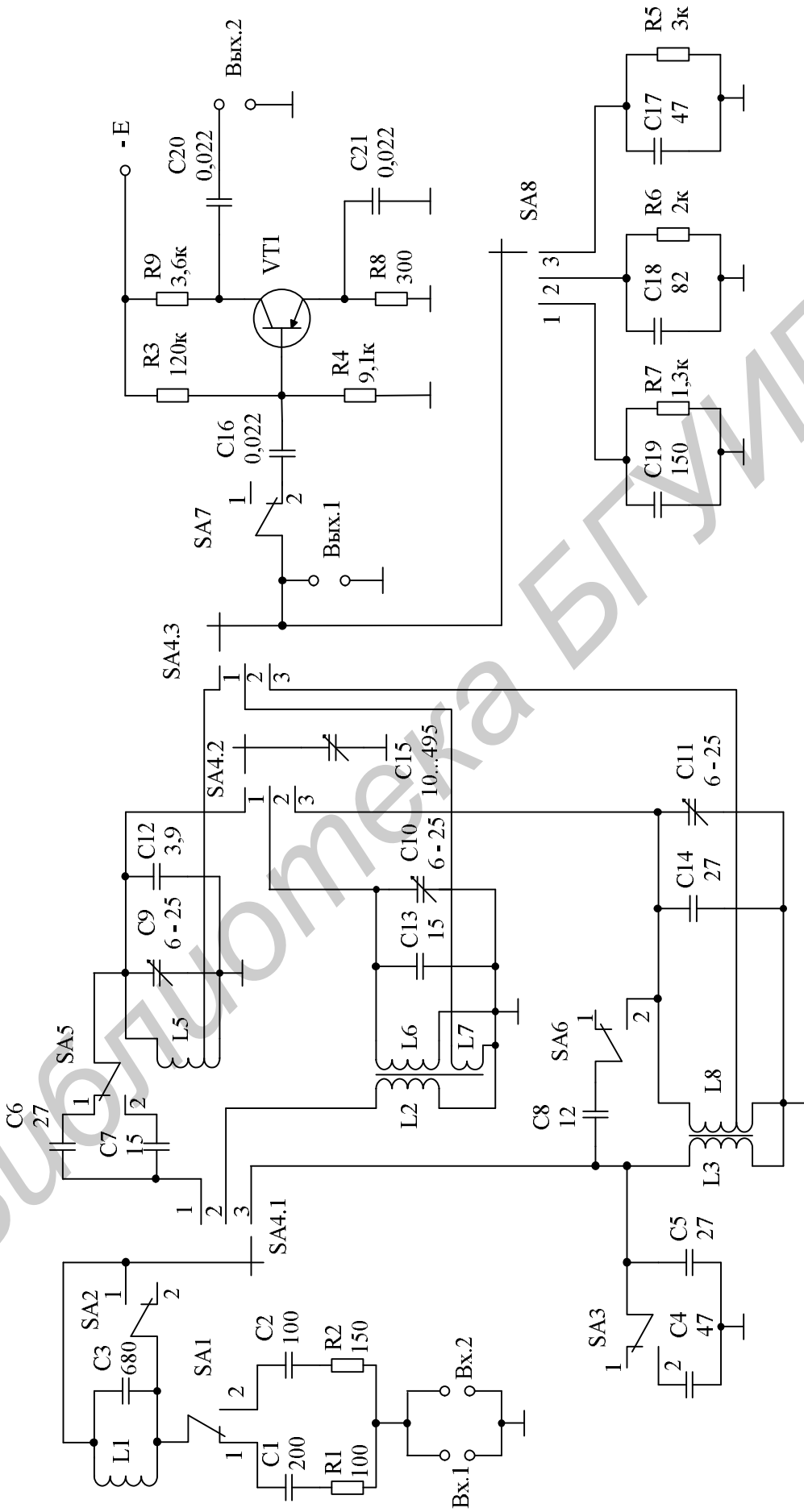


Рисунок 1.8

1.3 Порядок проведения работы

Перед описанием содержания и последовательности выполнения измерений в квадратных скобках приводится сокращенная запись подготовительных операций (способов соединения лабораторного макета и контрольно-измерительной аппаратуры, положений органов управления, параметров испытательного сигнала и т.д.), например:

[«Вых.» ГС Г4-221 – «Вх.1»; $U_{ГС} = 100$ мВ; МВ – «Вых.2»; SA1, SA2, SA4, SA5 – «1»; SA8 – «3»].

Приведенная запись показывает, что необходимо проделать следующие подготовительные операции: кабель подсоединить к гнезду «Вых.» ГС Г4-221 и к зажимам «Вх.1» лабораторного макета; установить уровень сигнала ГС $U_{ГС} = 100$ мВ; милливольтметр подключить к зажимам «Вых.2»; переключатели SA1; SA2; SA4; SA5 установить в положение «1», SA8 – в положение «3».

1.4 Исследование ВЦ с емкостной связью с антенной

Включить лабораторную установку и контрольно-измерительную аппаратуру: генератор Г4-221; милливольтметр (МВ) В3-38. [«Вых.» ГС Г4-221 – кабель «Вх.2»; МВ – «Вых.1», $U_{ГС} = 1В$].

[SA1, SA2, SA4, SA5, SA7 – «1», SA8 – «3»]. Снять зависимость резонансного коэффициент передачи K_0 от частоты настройки контура ВЦ f_0 для трех значений f_0 в диапазоне перестройки: $f_{0 \text{ мин}}$, $f_{0 \text{ ср}}$, $f_{0 \text{ макс}}$ (т.е. для С15 – «180°», «90°», «0°» соответственно). Результаты измерений рекомендуется записывать в виде таблицы 1.1. Аналогичные зависимости снять для других положений переключателей SA1 и SA5, указанных в таблице 1.1.

Таблица 1.1

| № | Положение переключателей | С15 – «180°» | | С15 – «90°» | | С15 – «0°» | |
|---|--------------------------|---------------------|-------|--------------------|-------|----------------------|-------|
| | | $f_{0 \text{ мин}}$ | K_0 | $f_{0 \text{ ср}}$ | K_0 | $f_{0 \text{ макс}}$ | K_0 |
| 1 | SA1 – «1», SA5 – «1» | | | | | | |
| 2 | SA1 – «1», SA5 – «2» | | | | | | |
| 3 | SA1 – «2», SA5 – «1» | | | | | | |
| 4 | SA1 – «2», SA5 – «2» | | | | | | |

[SA1, SA2, SA4, SA5, SA7 – «1», SA8 – «3»; С15 – «0°»]. Снять нормированную резонансную характеристику ВЦ. Настроить ГС в резонанс с входным контуром на частоте $f_{0 \text{ макс}}$. Изменяя уровень сигнала ГС, добиться, чтобы напряжение на зажимах «Вых.1» составило 100 мВ. Изменяя частоту входного сигнала, записать значения частот, на которых коэффициент передачи ВЦ составляет 0,9; 0,7; 0,5; 0,2 от резонансного. Определить полосу пропускания П на уровне 0,7. Рассчитать добротность контура ВЦ по формуле $Q = f_{0 \text{ макс}} / П$.

1.5 Исследование ВЦ с индуктивной связью с антенной в режиме удлинения

[SA1...SA3, SA6...SA7 – «1», SA4, SA8 – «3»; C15 – «90°»]. Изменяя частоту ГС в пределах от 200 до 1000 кГц, снять АЧХ ВЦ, отмечая характерные точки. Нижний по частоте максимум соответствует резонансу антенного контура, верхний – контура ВЦ.

Аналогичное измерение проделать при C15 – «60°». Сравнить полученные характеристики.

Аналогично п.1.4, т.е. для трех частот в диапазоне перестройки ВЦ $f_{0 \text{ мин}}$, $f_{0 \text{ ср}}$, $f_{0 \text{ макс}}$, измерить зависимость $K_0(f_0)$ для положений «1» и «2» переключателя SA3 (таблица 1.2). Сделать выводы о влиянии степени удлинения на неравномерность коэффициента передачи в диапазоне перестройки ВЦ и величину K_0 .

Таблица 1.2

| № | Положение переключателей | | $f_{0 \text{ А}}$ | C15 – «180°» | | C15 – «90°» | | C15 – «0°» | |
|---|--------------------------|-----|-------------------|---------------------|-------|--------------------|-------|----------------------|-------|
| | SA2 | SA3 | | $f_{0 \text{ мин}}$ | K_0 | $f_{0 \text{ ср}}$ | K_0 | $f_{0 \text{ макс}}$ | K_0 |
| 1 | 1 | 1 | | | | | | | |
| 2 | 1 | 2 | | | | | | | |
| 3 | 2 | 1 | | | | | | | |

[SA1...SA3, SA6...SA7 – «1», SA4, SA8 – «3»; C15 – «0°», $U_{\text{ГС}} = 1 \text{ В}$]. Определить избирательность ВЦ по зеркальному каналу: измерить резонансный коэффициент передачи K_0 ВЦ на частоте $f_{0 \text{ макс}}$; не изменяя настройки ВЦ, установить частоту ГС равной частоте зеркального канала $f_{\text{з.к макс}} = f_{0 \text{ макс}} + 2f_{\text{п.ч}}$ ($f_{\text{п.ч}} = 465 \text{ кГц}$); измерить коэффициент передачи ВЦ на этой частоте ($K_{\text{з.к}}$); вычислить избирательность по формуле

$$S_{\text{з.к дБ}} = 20 \cdot \lg \frac{K_0}{K_{\text{з.к}}}$$

Аналогичным образом измерить избирательность по зеркальному каналу при настройке ВЦ на $f_{0 \text{ мин}}$ ($f_{\text{з.к мин}} = f_{0 \text{ мин}} + 2f_{\text{п.ч}}$). Сравнить значения $S_{\text{з.к}}$ на крайних частотах диапазона и объяснить полученные результаты.

[C15 – «180°»]. Определить избирательность по прямому каналу при настройке ВЦ на $f_{0 \text{ мин}}$: измерить коэффициент передачи ВЦ на частоте $f_{0 \text{ мин}}$ (K_0); не изменяя настройки ВЦ, установить на ГС частоту прямого паразитного канала $f_{\text{пр}} = f_{\text{п.ч}} = 465 \text{ кГц}$; измерить коэффициент передачи ВЦ на этой частоте ($K_{\text{пр}}$); вычислить избирательность по прямому каналу по формуле

$$S_{\text{пр дБ}} = 20 \cdot \lg \frac{K_0}{K_{\text{пр}}}.$$

Включить фильтр-пробку L_1, C_3 (SA2 – «2») и измерить избирательность по прямому каналу.

1.6 Исследование ВЦ с индуктивной связью с антенной в режиме укорочения

[SA1, SA2, SA7 – «1», SA4 – «2»; SA8 – «3»; C_{15} – «180°»; $U_{\text{ГС}} = 1 \text{ В}$]. Изменяя частоту ГС от 2 МГц и выше, определить частоту настройки антенного контура $f_0 \text{ А}$ по максимальному показанию МВ. При этом следует учесть, что нижний по частоте максимум соответствует резонансу контура ВЦ, верхний – антенного контура.

Аналогично п.1.4 в пределах диапазона СВ (525...1605 кГц) снять зависимость $K_0(f_0)$.

1.7 Исследование ВЦ с комбинированной связью с антенной

[SA1, SA2, SA7...SA7 – «1»; SA6 – «2»; SA4, SA8 – «3»]. Снять зависимость $K_0(f_0)$ для двух положений переключателя SA3.

1.8 Контрольные вопросы

- 1 Назначение входных цепей и недостатки простой входной цепи.
- 2 Виды сложных входных цепей.
- 3 Каким требованиям должна удовлетворять $C_{\text{св}}$ в схеме входной цепи с емкостной связью с антенной?
- 4 Недостатки емкостной связи с антенной.
- 5 Недостатки индуктивной связи с антенной в режиме укорочения.
- 6 Достоинства и недостатки входной цепи с индуктивной связью с антенной в режиме удлинения.
- 7 Каким требованиям должен удовлетворять коэффициент связи входного контура с удлиненной антенной?
- 8 Что необходимо учитывать при выборе коэффициента включения транзистора в контур входной цепи?
- 9 Как изменяются основные показатели работы входной цепи при её перестройке в диапазоне частот?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2 «ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ РАДИОСИГНАЛОВ»

Цель работы: изучить варианты схем усилителей радиосигналов (УРС) на биполярных транзисторах и исследовать их основные характеристики.

2.1 Основные теоретические сведения об усилителях радиосигналов

Усилители радиосигналов (УРС) – это устройства, служащие для получения заданного усиления сигналов в диапазоне радиочастот в каскадах, предшествующих детектору. По месту расположения в радиоприёмном тракте различают два вида УРС. До преобразователя частоты усилители работают на частоте несущего колебания, их называют усилителями сигналов радиочастоты (УРЧ). Усилители сигналов после преобразования частоты называют усилителями сигналов промежуточной частоты (УПЧ).

Примерное распределение усиления по мощности K_p в радиоприёмном тракте представлено на рисунке 2.1.

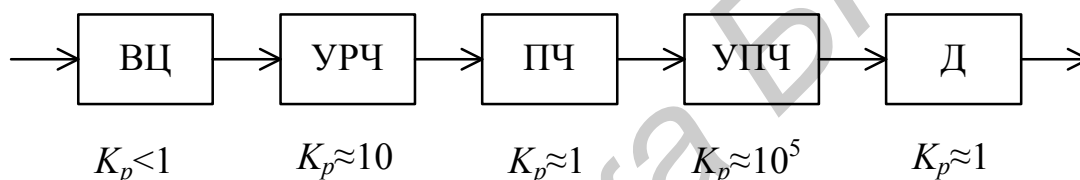


Рисунок 2.1

Как видно из рисунка, наибольшее усиление требуется в УПЧ, где для увеличения уровня сигнала приходится применять многокаскадные усилительные структуры чаще всего на основе апериодических (нерезонансных) каскадов.

УРЧ приёмника должны выполнять три основные функции: 1) обеспечивать минимальный коэффициент шума приёмника для повышения его реальной чувствительности; 2) усиливать полезный принимаемый сигнал; 3) обеспечивать подавление побочных каналов приёма.

Для уменьшения влияния шумовых свойств последующих каскадов на общий коэффициент шума приёмника УРЧ должен обладать максимальным усилением. Однако с точки зрения улучшения помехозащищённости УРС и последующего преобразователя частоты его коэффициент усиления по мощности должен только компенсировать величину затухания полезного сигнала в предыдущих каскадах приёмника.

Динамический диапазон УРЧ по полезному сигналу определяется как отношение максимального уровня входного полезного сигнала, ограниченного допустимыми искажениями, к его минимальному уровню, равному реальной чувствительности усилителя.

Основной структурный принцип построения резонансных УРЧ показан на рисунке 2.2.



Рисунок 2.2

Активный усилительный элемент (АЭ) подключается к нагрузке и источнику сигнала через согласующие цепи СЦ1 и СЦ2. Согласующие цепи обеспечивают необходимое согласование источника сигнала, нагрузки и АЭ.

Эквивалентные схемы АЭ, используемые для расчёта основных характеристик УРС, бывают:

1) моделирующими (например Эберса–Молла, Джиаколетто – для биполярных транзисторов; Куртиса, Шихмана–Ходжеса – для полевых транзисторов). Они сложны и содержат несколько десятков параметров;

2) схемами замещения. В них УРС представляется в виде четырёхполюсника (рисунок 2.3).

Действующие значения токов и напряжений на полюсах 1-1 и 2-2 (I_1, I_2, U_1, U_2) связаны между собой линейными зависимостями:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = [Y] \times \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix},$$

где $[Y]$ — матрица внутренних параметров четырёхполюсника, которой соответствует граф, приведенный на рисунке 2.4.

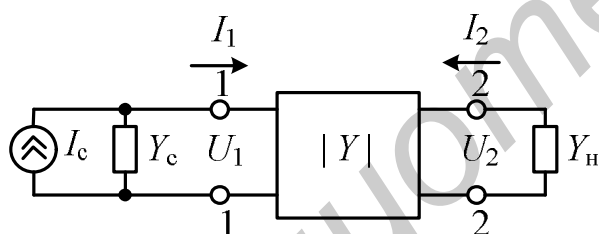


Рисунок 2.3

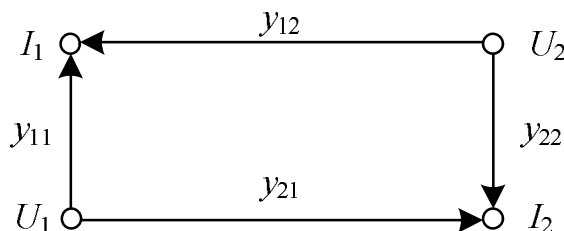


Рисунок 2.4

Таким образом, в схеме замещения присутствуют всего четыре основных параметра. Все внутренние параметры активного элемента в общем случае являются комплексными величинами, т.е. $y_{ij} = g_{ij} + jb_{ij}$.

Параметр y_{11} представляет собой входную проводимость, которая, например, для биполярного транзистора определяется как $y_{11} = g_{вх} + jb_{вх} = g_{вх} + j\omega(C_{б.э} + C_{б.к})$, где $g_{вх}$ – активная составляющая, $b_{вх}$ – реактивная составляющая, $C_{б.э}$ – ёмкость база-эмиттер, $C_{б.к}$ – ёмкость база-коллектор.

Проводимость обратной передачи определяется в основном реактивной ёмкостной составляющей $y_{12} = -j\omega C_{б.к}$.

Проводимость прямой передачи равна

$$y_{21} = \frac{-S}{1 + j(f / f_{y_{21}})} + j\omega C_{\text{б.к}},$$

где S – крутизна проходной характеристики транзистора, $f_{y_{21}}$ – граничная частота крутизны (частота, на которой крутизна уменьшается на 3 дБ).

Обычно из-за небольшой величины $C_{\text{б.к}}$ принимают

$$y_{21} = \frac{-S}{1 + j(f / f_{y_{21}})}.$$

Крутизна проходной характеристики биполярного транзистора прямо пропорциональна току эмиттера $I_{\text{э}}$: $S = I_{\text{э}} / \varphi_{\text{T}}$, где $\varphi_{\text{T}} = 0,026$ мВ – температурный потенциал. При $f \ll f_{y_{21}}$ $|y_{21}| = S$.

Выходная проводимость транзистора равна: $y_{22} = g_{22} + jb_{22} = g_{22} + j\omega(C_{\text{б.к}} + C_{\text{к.э}})$, где $C_{\text{к.э}}$ – ёмкость коллектор-эмиттер. Выходная проводимость транзисторов определяется крутизной выходных характеристик $y_{22} = \partial I_{\text{к}} / \partial U_{\text{к}}$ и при различных токах коллектора может быть определена с помощью соотношения $y_{22 \text{ к}2} = y_{22 \text{ к}1} I_{\text{к}2} / I_{\text{к}1}$. Для приближённого расчёта активного выходного сопротивления можно также воспользоваться формулой $r_{22} = 1 / y_{22} = U_{\text{эр}} / I_{\text{к}}$, где $U_{\text{эр}}$ – напряжение Эрли, которое составляет примерно 80...200 В (рисунок 2.5).

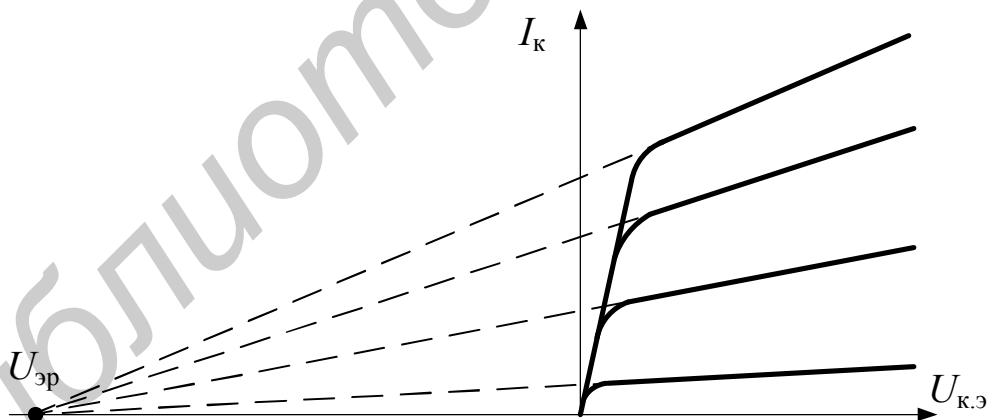


Рисунок 2.5

Выходная ёмкость биполярного транзистора примерно равна $C_{22} = C_{\text{б.к}}(1 + y_{21}r_{\text{б}})$. Выходная ёмкость практически не зависит от тока, но зависит от напряжения на коллекторе и при различных значениях напряжения на коллекторе удовлетворяет соотношению

$$C_{\text{б.к} \text{ к}2} = C_{\text{б.к} \text{ к}1} \sqrt{\frac{U_{\text{к}1}}{U_{\text{к}2}}}.$$

2.2 Основные определения и параметры УРЧ

Резонансным коэффициентом усиления принято называть отношение амплитуды напряжения сигнала несущей частоты на выходе УРЧ к амплитуде на входе при настройке нагрузочных контуров в резонанс на несущую частоту сигнала или среднюю частоту полосы пропускания в случае применения полосовых фильтров.

Резонансной частотой f_0 колебательного контура называется частота, на которой реактивная составляющая полного сопротивления контура равна нулю:

$$\omega L_K - 1/(\omega C_K) = 0,$$

где L_K и C_K – индуктивность и ёмкость контура;

$\omega = 2\pi f$ – круговая частота сигнала;

f – линейная частота.

Резонансной частоте соответствует равенство реактивных сопротивлений индуктивности и емкости. Из последнего выражения находим для резонансной частоты $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_K C_K})$.

Характеристическим (или волновым) сопротивлением контура ρ называется сопротивление полной индуктивности или полной емкости контура на резонансной частоте $\rho = \omega_0 L_K = 1/(\omega_0 C_K)$. Подставляя значение резонансной частоты, получим $\rho = \sqrt{L_K / C_K}$.

Добротность контура: $Q_0 = \rho / r$, где r – омическое сопротивление потерь. Величина, обратная добротности, называется затуханием контура: $\delta = 1/Q_0$.

Резонансным сопротивлением параллельного контура называют полное сопротивление контура на резонансной частоте между точками параллельного включения индуктивности и емкости:

$$R_{\text{ЭКВ}} = \rho Q_0 = \rho^2 / r = 1 / g_{\text{ЭКВ}},$$

где $g_{\text{ЭКВ}}$ – проводимость, соответствующая собственным потерям контура.

Коэффициент прямой передачи УРЧ:

$$K_0 = U_2 / U_1 = S / (y_{22} + y_H).$$

При автотрансформаторном включении выходной цепи АЭ и нагрузки (рисунок 2.6) напряжение на выходе четырёхполюсника и на нагрузке связаны соотношением

$$U_H = U_2 n_2 / n_1,$$

где n_1 и n_2 – коэффициенты включения контура со стороны выходной цепи АЭ и нагрузки, обеспечивающие **необходимое согласование**;

тогда

$$K_0 = \frac{U_H}{U_1} = \frac{S(n_2 / n_1)}{y_{22} + y_H'} = \frac{S(n_2 / n_1)}{y_{22} + (g_{\text{ЭКВ}} + y_H n_2^2) / n_1^2} = \frac{S n_1 n_2}{y_{22} n_1^2 + g_{\text{ЭКВ}} + y_H n_2^2} = y_{21} n_1 n_2 R_{\text{Э}},$$

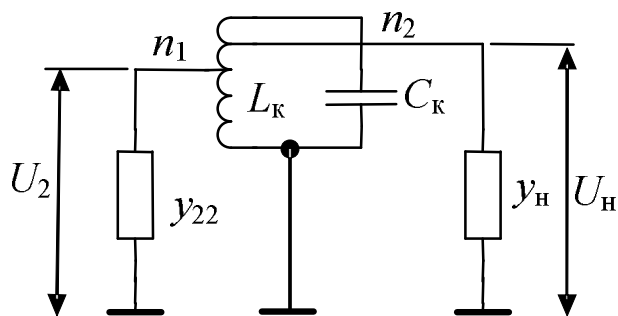


Рисунок 2.6

где $R_3 = 1 / (y_{22}n_1^2 + g_{\text{ЭКВ}} + y_{\text{Н}}n_2^2) = 1 / g_3$ – эквивалентное резонансное сопротивление контура с учетом суммарных потерь, вносимых в контур со стороны выходной цепи АЭ и со стороны нагрузки усилителя.

Комплексный коэффициент прямой передачи УРЧ равен

$$\dot{K} = (U_{\text{Н}} / U_1) = S n_1 n_2 R_3 / (1 + j\xi),$$

где $\xi = Q_3 [(f / f_0) - (f_0 / f)]$ – обобщенная расстройка;

$Q_3 = 1 / (\rho g_3)$ – эквивалентная добротность нагруженного контура (с учётом потерь, вносимых в контур).

Выражение для резонансной кривой УРЧ имеет вид (рисунок 2.7):

$$K = K_0 / \sqrt{1 + \xi^2}.$$

Нормированная частотная характеристика резонансного каскада представлена на рисунке 2.8.

Уравнение фазочастотной характеристики имеет вид $\varphi = -\text{arctg } \xi$. Приближённое выражение для обобщенной расстройки, справедливое при малых отклонениях Δf текущей частоты от резонансной, имеет вид $\xi = 2Q_3 \Delta f / f_0$. Из приближённого выражения следует, что полоса пропускания контура $2\Delta f$, определяемая на уровне 0,707 (для $\xi = 1$), равна $2\Delta f = f_0 / Q_3$.

Частотная избирательность, которая характеризует уменьшение усиления при заданной расстройке Δf относительно резонансного усиления каскада K_0 , определяется отношением $S_{\Delta f} = K_0 / K_{\Delta f}$, где $K_{\Delta f}$ – коэффициент усиления на частоте расстройки.

Наиболее часто избирательность УРЧ оценивается на зеркальной частоте супергетеродинного радиоприёмника при $\Delta f = 2f_{\text{п.ч}}$, равной $f_{3,к} = f_0 + 2f_{\text{п.ч}}$. В некоторых случаях, когда $f_{\text{п.ч}}$ сравнима с частотой принимаемого сигнала, необходимо оценивать избирательность на частоте, равной промежуточной, т.е. при расстройке, равной $\Delta f = |f_0 - f_{\text{п.ч}}|$.

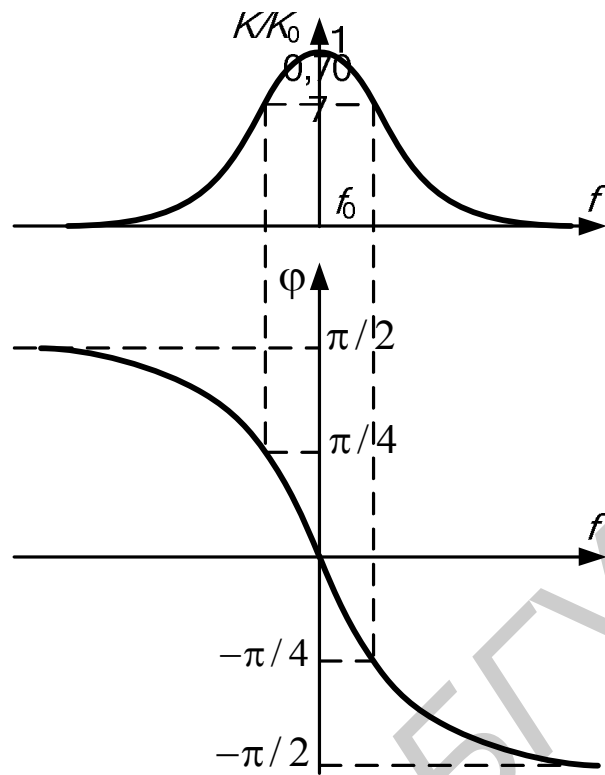


Рисунок 2.7

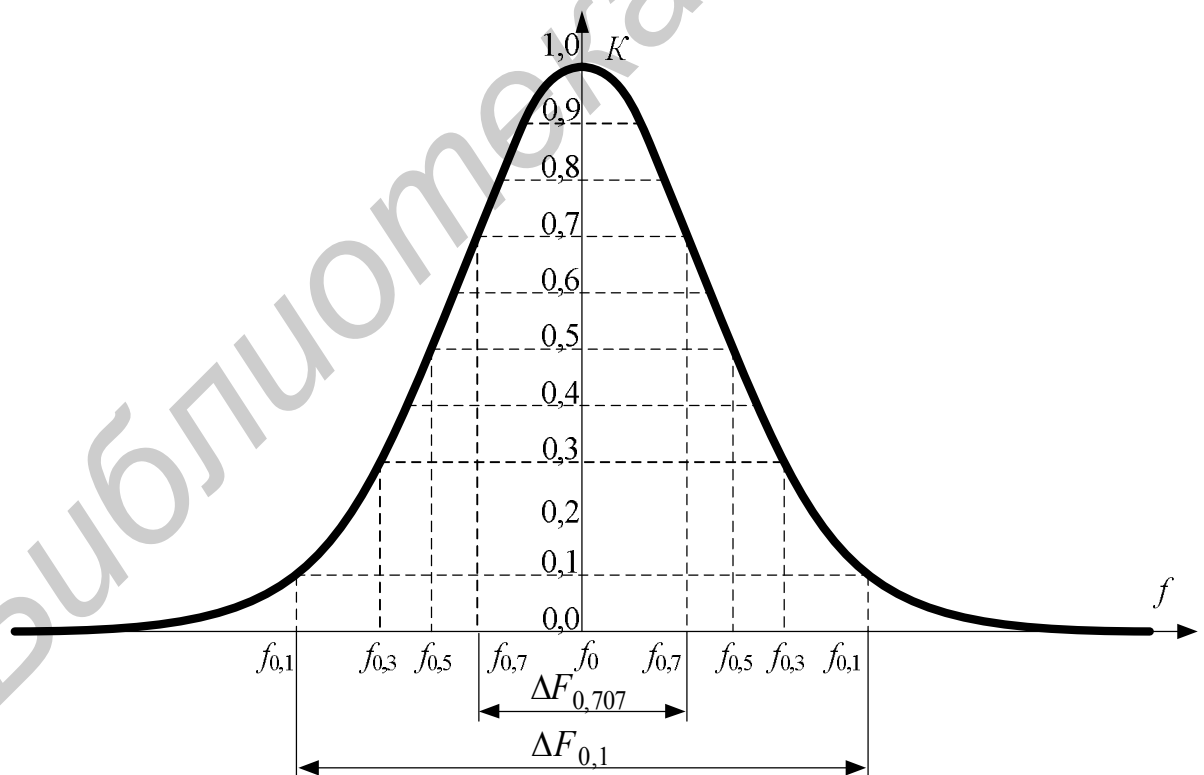


Рисунок 2.8

Внутри заданного диапазона частот зависимость усиления от частоты настройки определяется зависимостью от частоты эквивалентного сопротивления

контура. При настройке контура с помощью конденсатора переменной емкости добротность контура Q_3 можно считать приблизительно постоянной. При этом R_3 пропорционально частоте f_0 . В результате

$$K_0 \approx S\omega_0 L_K Q_3,$$

а неравномерность усиления в диапазоне частот равна коэффициенту перекрытия диапазона по частоте $K_{0 \text{ макс}} / K_{0 \text{ мин}} = f_{0 \text{ макс}} / f_{0 \text{ мин}} = k_f$.

Устойчивость УРЧ – удаленность его от самовозбуждения, **стабильность** – постоянство основных показателей (усиление, избирательность) при воздействии дестабилизирующих факторов (смена транзисторов, изменение их режима, температуры и т.д.).

За счет внутренней обратной связи (обусловленной проводимостью обратной передачи y_{12}) изменяются входная и выходная проводимости. При определенных условиях результирующее значение проводимости становится равным нулю и, как следствие, наступает самовозбуждение.

Для исключения влияния внутренней обратной связи через транзистор требуется снижать коэффициент усиления от базы до коллектора и (или) уменьшать коэффициент передачи цепи внутренней обратной связи (например, ослабляя связь с контуром выходной цепи).

2.3 УРЧ на полевых и биполярных транзисторах

На рисунке 2.9 приведена схема УРЧ с параллельным способом подачи питания на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком. Элементы L_K и C_K выполняют функции входной и выходной согласующих цепей, $R_{и}$ – резистор автоматического смещения, $C_{и}$ – конденсатор, устраняющий местную обратную связь по переменному току, $R_{\phi}C_{\phi}$ – фильтр напряжения источника питания, C_{p1} и C_{p2} – разделительные конденсаторы, R_c – резистор, через который осуществляется подача питания на сток.

Входная согласующая цепь имеет автотрансформаторное подключение к источнику сигнала и полное подключение к входу полевого транзистора, имеющего большое входное сопротивление. Выходная согласующая цепь имеет автотрансформаторное подключение и к цепи стока, и к цепи нагрузки.

На рисунке 2.10 приведена схема УРЧ с последовательным способом подачи питания на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером. Элементы L_K и C_K – образуют входную и выходную согласующие цепи, R_3 – резистор автоматического смещения, C_3 – конденсатор, устраняющий местную обратную связь по переменному току, $R_{\phi}C_{\phi}$ – фильтр напряжения источника питания, C_{p1} и C_{p2} – разделительные конденсаторы, R_{61} и R_{62} – делитель напряжения, осуществляющий подачу необходимого напряжения на базу транзистора, C_6 – блокировочный конденсатор, обеспечивающий подключение к общему проводу нижнего вывода колебательного контура.

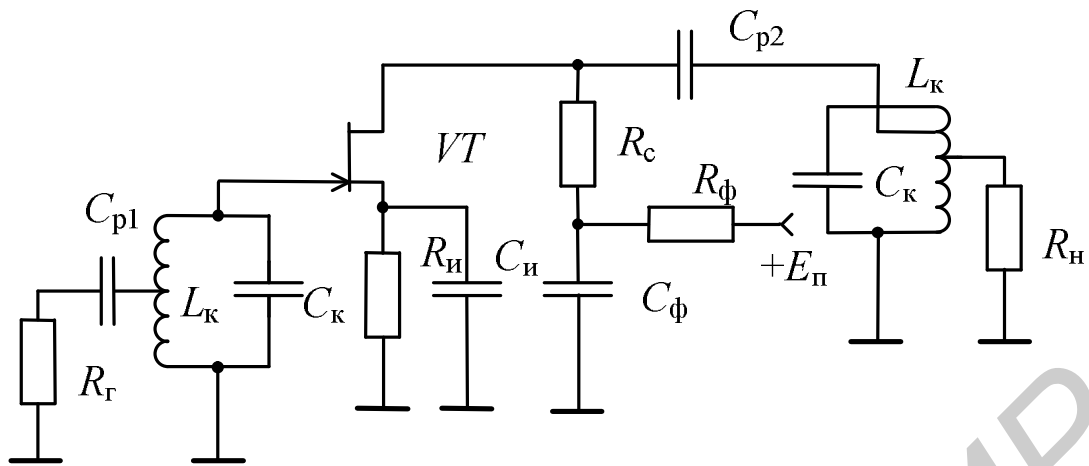


Рисунок 2.9

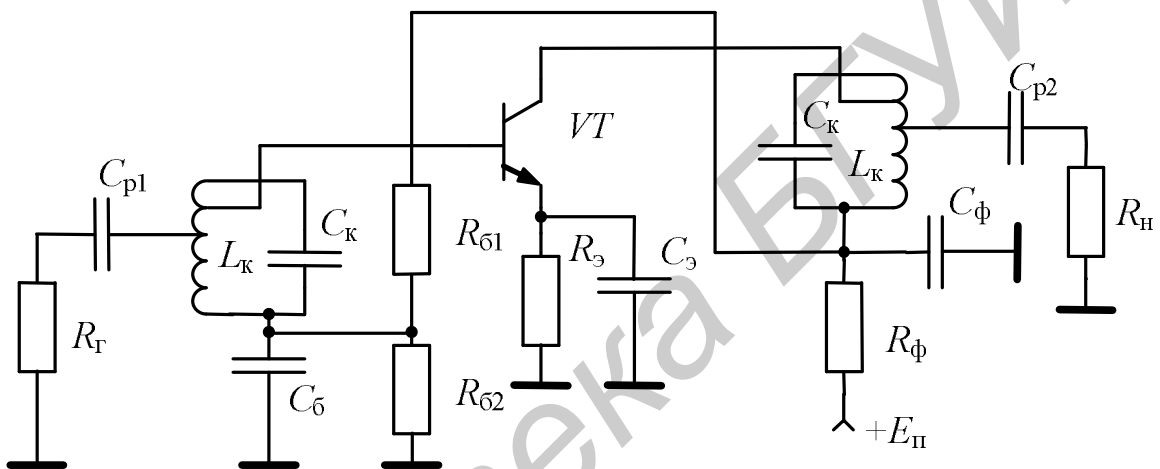


Рисунок 2.10

Такая схема подачи смещения на базу устраняет шунтирование входного колебательного контура базовым делителем. Входная и выходная согласующие цепи имеют автотрансформаторное подключение к источнику сигнала и к цепи нагрузки.

В случае апериодических каскадов УРЧ параллельно сопротивлению коллекторной нагрузки R_K включены входная проводимость $g_{11\text{сл}}$ и входная ёмкость $C_{11\text{сл}}$ транзистора следующего каскада, а также собственная выходная ёмкость транзистора C_{22} и ёмкость монтажа C_M . При этом коэффициент усиления апериодического каскада равен

$$K_0 \approx S / \sqrt{(1/R_K + g_{11\text{сл}})^2 + (\omega C_Э)^2},$$

где $C_Э = C_{11\text{сл}} + C_{22} + C_M$.

Как следует из выражения, за счет влияния емкости $C_Э$ имеет место неравномерность усиления в диапазоне частот. Для уменьшения неравномерности усиления следует уменьшать величину сопротивления R_K , однако при этом

снижается коэффициент усиления каскада. Уменьшение неравномерности усиления без изменения величины R_K может быть получено за счет частотной коррекции. С этой целью последовательно с R_K включается корректирующий дроссель L_K . На рисунке 2.11 приведена схема аperiодического каскада УРЧ с цепью индуктивной коррекции.

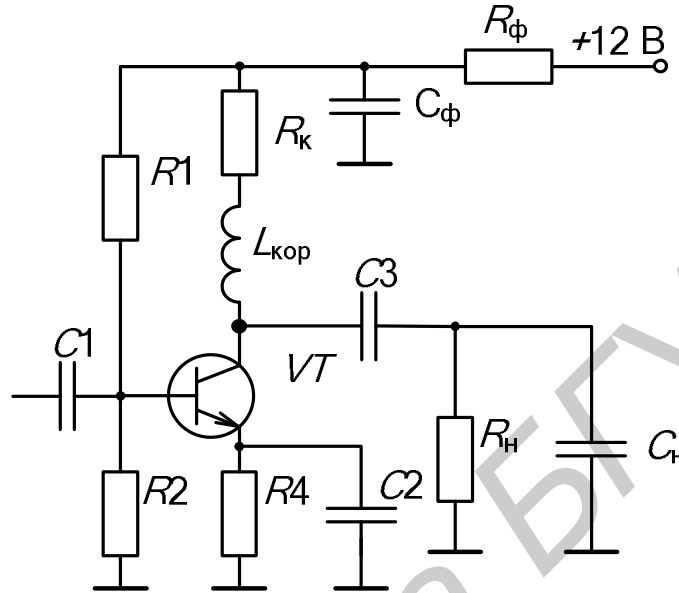


Рисунок 2.11

На рисунке 2.12 представлены примерные графики АЧХ аperiодического каскада при различной коллекторной нагрузке.

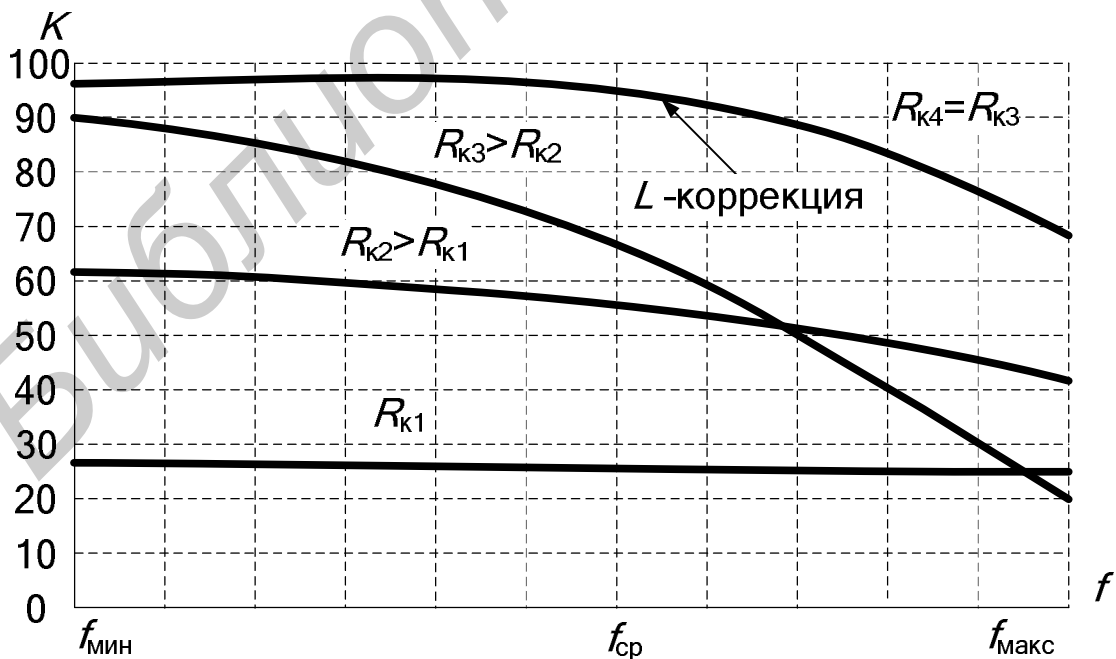


Рисунок 2.12

2.4 Описание лабораторного макета

Лабораторный макет (рисунок 2.13) дает возможность исследовать резонансный и апериодический каскады УРС. Переключение соответствующих схем каскадов осуществляется с помощью переключателя SA3.

Входной сигнал (в диапазоне СВ: 525...1605 кГц) подается от генератора сигналов (ГС) на входные зажимы «Вх.1» или «Вх.2», Резисторы $R1...R3$ предусмотрены для развязывания входов при исследовании явления забоя. Зажимы «Вх.3» предназначены для исследования УРС совместно с входной цепью $L1, C1, C2$. Переключение входных зажимов осуществляется переключателем SA1.

Выходное напряжение исследуемого каскада снимается с выходных зажимов «Вых.2».

С помощью переключателя SA6 можно изменять значения входной проводимости транзистора следующего каскада ($g_{11 \text{ сл}}, C_{11 \text{ сл}}$).

Переключатель SA2 дает возможность путем изменения сопротивления в цепи базового делителя транзистора VT1 изменять его режим и, следовательно, величину параметра S . Для измерения тока коллектора I_K используется миллиамперметр.

При исследовании резонансного УРС переключатель SA3 устанавливается в положение «5». В этом случае схема каскада содержит: транзистор VT1, выходной контур $L3, C10, C11, C12$, связанный двойной автотрансформаторной связью с коллекторной цепью транзистора VT1 и входной цепью следующего транзистора. Связь контура с транзисторами изменяется с помощью переключателей SA4 (n_1) и SA5 (n_2). Перестройка контура входной цепи и выходного контура осуществляется независимо, с помощью конденсаторов $C2$ и $C12$ соответственно.

При исследовании апериодического каскада переключатель SA3 устанавливается поочередно в положения «1»...«4». Во всех случаях схема каскада содержит: транзистор VT1, апериодическую нагрузку (резистор) и элемент связи со следующим каскадом (конденсатор $C13$). При разных положениях переключателя SA3 («1»...«4») изменяется величина сопротивления нагрузки (соответственно $R8, R10, R12, R13$). В положении «4» переключателя SA3 последовательно с резистором $R13$ включается корректирующий дроссель $L2$.

В работе используются генератор сигналов высокочастотный (ГС) Г4-221 и милливольтметр (МВ) В3-38.

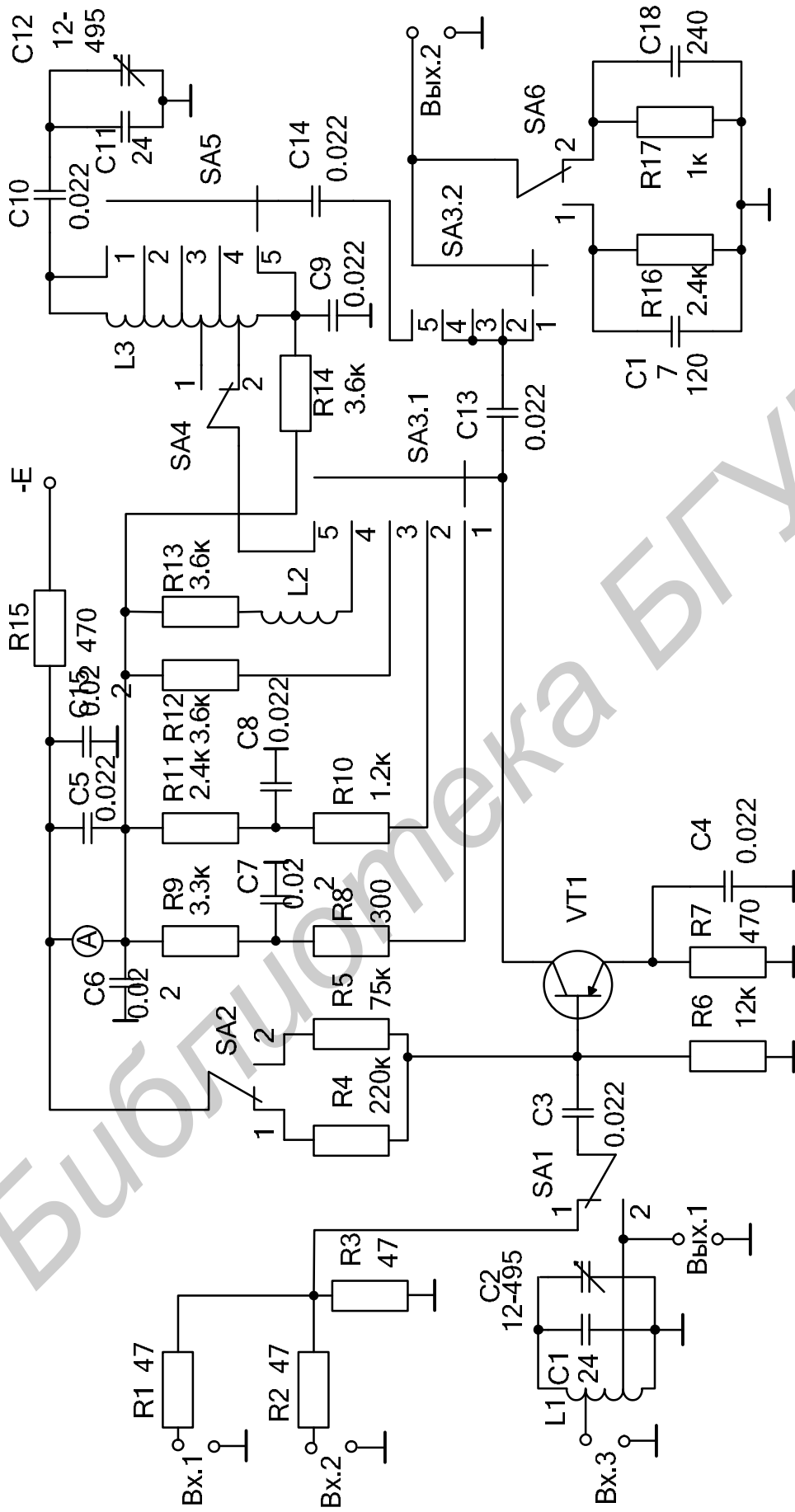


Рисунок 2.13

2.5 Порядок проведения работы

2.5.1 Исследование резонансного каскада УРС

1 Включить лабораторную установку и контрольно-измерительную аппаратуру: ГС Г4-221 и МВ В3-38. Соединить выход ГС с гнездами «Вх.1», МВ – с гнездами «Вых.2». Установить с помощью аттенюатора ГС выходное напряжение $U_{ГС} = 20$ мВ. При этом с учетом коэффициента передачи делителя R1, R3 напряжение на входе исследуемого каскада составит $U_{ВХ} = 10$ мВ.

2 SA1, SA2, SA6 – «1»; SA4 – «2»; SA5 – «4»; SA3 – «5»; переключатель миллиамперметра – «1 мА». Определить ток коллектора транзистора VT1 и снять зависимость резонансного коэффициента усиления K_0 от частоты настройки УРС f_0 , (таблица 2.1). Повторить измерение при SA2 – «2».

Таблица 2.1

| | $I_{к}, \text{ мА}$ | С12 – «120°» | | С12 – «90°» | | С12 – «0°» | |
|-----------|---------------------|---------------------|-------|--------------------|-------|----------------------|-------|
| | | $f_{0 \text{ мин}}$ | K_0 | $f_{0 \text{ ср}}$ | K_0 | $f_{0 \text{ макс}}$ | K_0 |
| SA2 – «1» | | | | | | | |
| SA2 – «2» | | | | | | | |

3 SA1, SA2, SA6 – "1"; SA4 – "2"; SA5 – "4"; SA3 – "5"; С12 – "5". Снять нормированную резонансную характеристику УРС: подстроить частоту ГС; с помощью аттенюатора установить на выходе УРС напряжение $U_{ВЫХ} = 100$ мВ; зафиксировать частоты, при которых коэффициент усиления каскада составляет 0,9; 0,8; 0,7; 0,5; 0,3 от резонансного (таблица 2.2).

Таблица 2.2

| Уровень | SA5 – «4» | SA5 – «3» | SA5 – «2» | SA5 – «1» |
|---------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 1 | | | | |
| 0,9 | | | | |
| 0,8 | | | | |
| 0,7 | | | | |
| 0,5 | | | | |
| 0,3 | | | | |

Повторить измерения для остальных положений переключателя SA5. По полученным результатам построить зависимости полосы пропускания $P_{0,7}$ и частоты настройки $f_{0 \text{ макс}}$ от коэффициента включения n_2 , величины которого в зависимости от положения переключателя SA5 приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.3

| | | | | | | | |
|---------------------------------|-------|-------------------|-------|------|-----|-----|-----|
| $U_{\text{вх}} = 10 \text{ мВ}$ | n_1 | $f_0, \text{кГц}$ | SA5 | 4 | 3 | 2 | 1 |
| | | | n_2 | 0,08 | 0,2 | 0,5 | 1,0 |
| SA4 – «2» | 0,2 | | C12 | 120° | | | |
| | | | K_0 | | | | |
| SA4 – «1» | 0,5 | | C12 | 120° | | | |
| | | | K_0 | | | | |

4 Рассчитать K_0 для частоты f_0 макс и SA5 – «4». Данные для расчета: $S=20 \text{ мСм}$; $L_K=170 \text{ мкГ}$; $n_1=0,2$; $n_2=0,08$. Результат сравнить с экспериментом.

5 SA1, SA2, SA6 – «1»; SA4 – «2»; SA5 – «4»; SA3 – «5»; C12 – «120°». Снять зависимость $K_0(n_2)$ при фиксированной настройке УРС (см. таблицу 2.3): $U_{\text{ГС}}=20 \text{ мВ}$ ($U_{\text{вх}}=10 \text{ мВ}$); определить частоту настройки УРС и его коэффициент усиления K_0 ; увеличить связь контура со следующим каскадом (SA5 – «3») и, не изменяя частоту сигнала ГС, настроить контур в резонанс уменьшением емкости C12 (скомпенсировать вносимую в контур ёмкость); определить коэффициент усиления и снять отсчет по шкале C12; аналогичные измерения проделать для SA5 – «2» и «1», а также для SA4 – «1».

6 SA1, SA2, SA6 – «1»; SA4 – «2»; SA5 – «4»; SA3 – «5». Измерить селективность УРС по зеркальному каналу (таблица 2.4): установить частоту ГС $f_0 = 1 \text{ МГц}$; $U_{\text{ГС}}=40 \text{ мВ}$ ($U_{\text{вх}}=20 \text{ мВ}$); настроить контур УРС на частоту f_c и записать показания МВ; не изменяя настройку УРС, определить выходное напряжение на частоте зеркального канала $f_{3.к} = f_0 + 2f_{\text{п.ч}} = f_0 + 0,93 \text{ МГц}$; рассчитать селективность.

Таблица 2.4

| Блок | $U_{\text{ВЫХ}} f_0$ | $U_{\text{ВЫХ}} f_{3.к}$ | $S_{3.к}$ |
|-------------|----------------------|--------------------------|-----------|
| УВЧ | | | |
| Преселектор | | | |

7 Измерить селективность преселектора по зеркальному каналу: установить частоту ГС $f_0 = 1 \text{ МГц}$; $U_{\text{ГС}} = 20 \text{ мВ}$; подстроить контур УРС; ГС – «Вх.3»; SA1 – «2»; настроить контур входной цепи конденсатором C2 и определить выходное напряжение УРС на частотах f_0 и $f_{3.к}$; рассчитать селективность по зеркальному каналу.

2.5.2 Исследование аperiodического каскада УРС

1 ГС Г4-221 – «Вх.2»; МВ – «Вых.2»; SA1, SA2, SA3, SA6 – «1»; $U_{Гс} = 20$ мВ ($U_{Вх} = 10$ мВ). Измерить коэффициент усиления аperiodического каскада на трех частотах средневолнового диапазона для положений «1»...«4» переключателя SA3 (таблица 2.5).

Таблица 2.5

| f , кГц | 525 | 1000 | 1605 |
|-----------|-----|------|------|
| SA3 – «1» | | | |
| SA3 – «2» | | | |
| SA3 – «3» | | | |
| SA3 – «4» | | | |

2 Для случая SA3 – «3» ($R_k = R_{12} = 3,6$ кОм) рассчитать частотную зависимость коэффициента усиления аperiodического каскада УРС. Данные для расчета: $Y_{21} = 20$ мСм; g_{11} сл и C_{11} сл – см. принципиальную схему на рисунке 2.13. Сравнить результаты расчета и эксперимента.

2.6 Контрольные вопросы

- 1 Назначение УРС.
- 2 Недостатки резонансного УРС с непосредственным включением контура в цепи электродов усилительных приборов.
- 3 Какие факторы влияют на устойчивость и стабильность резонансного УРС?
- 4 Каким требованиям должна удовлетворять степень связи транзистора резонансного каскада УРС с выходным контуром?
- 5 Каким образом зависит коэффициент усиления K_0 от величины связи контура с нагрузкой?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3 «ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПОЛОСОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ»

Цель работы: изучить схемы полосовых усилителей на биполярных транзисторах и исследовать их основные характеристики.

3.1 Краткие теоретические сведения

Полосовые усилители (ПУ) наиболее часто применяются в супергетеродинных приёмниках как усилители сигналов промежуточной частоты. Они работают на фиксированной частоте и обеспечивают усиление полезного сигнала до уровня, необходимого для нормальной работы демодулятора. Одновременно ПУ формируют амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) линейного тракта (до демодулятора) приёмного устройства, которая определяет его избирательность по соседнему каналу.

Основная структура построения ПУ сигналов промежуточной частоты повторяет структуру рассмотренного ранее УРС. Источником сигнала является смесительный каскад, который через согласующее устройство (СУ) соединяется с усилительным модулем. В качестве СУ используют фильтры: кварцевые, пьезокерамические, пьезоэлектрические, электромеханические, на поверхностных акустических волнах (ПАВ), LC-фильтры сосредоточенной избирательности (ФСИ). Усилительный модуль (УМ) – это широкополосный усилитель на активных дискретных элементах или специализированная микросхема в интегральном или гибридном исполнении. Выход УМ через согласующее устройство нагружен на демодулятор.

Возможен вариант структуры ПУ с распределением избирательности по каскадам, использующим несколько усилительных модулей. Количество каскадов ПУ определяется необходимым усилением и количеством контуров, требуемых для получения нужных селективных свойств.

Основными качественными показателями ПУ сигналов промежуточной частоты являются следующие.

1 Номинальное значение промежуточной частоты $f_{п.ч}$, соответствующее средней (квазирезонансной) частоте настройки ПУ. Значение $f_{п.ч}$ может изменяться в широких пределах. Для повышения помехозащищенности приёма по каналу прямого прохождения установлен международный стандартный ряд значений $f_{п.ч}$ и одновременно наложен запрет на использование их в качестве несущих частот.

Так, например, в системах радиовещания с АМ стандартные значения $f_{п.ч}$ – 465 кГц, 24,975 МГц, с ЧМ – 10,7 МГц; в системах радиосвязи – 500 кГц, 1,84 МГц, 10,7 МГц, 18 МГц, 20...90 МГц (ряд значений); в радиолокационных системах – 30 МГц, 60 МГц; в системах телевизионного вещания – 38,5 МГц.

2 Полоса пропускания ПУ, определяемая допустимыми частотными искажениями полезного сигнала и обычно оцениваемая по уровню -3 дБ (0,707). Типовые полосы пропускания $P_{0,7}$ ПУ составляют в радиовещательных приём-

никах АМ-сигналов 8...10 кГц, ЧМ-сигналов – 250 кГц, приёмниках радиосвязи – 100 Гц...3,4 кГц, приёмниках РЛС – 1...10 МГц, телевизионных приёмниках – 6,5 МГц.

3 Коэффициент усиления по напряжению $K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$. В общем случае коэффициент усиления является комплексной величиной. На частоте $f_{\text{п.ч}}$ его модуль $|K| = K_0$, где K_0 – резонансный коэффициент усиления. Абсолютная величина K_0 зависит от назначения приёмника и может иметь значение $10^2 \dots 10^6$ раз (40...120 дБ).

4 Частотная избирательность, под которой понимают способность ПУ сигналов промежуточной частоты ослаблять воздействие помех, частоты которых расположены за пределами полосы пропускания.

В зависимости от конкретной помеховой обстановки и вида принимаемого сигнала к форме АЧХ предъявляются различные требования. Так, для связных и радиовещательных приёмников характерной является помеха от соседней радиостанции. Степень её ослабления характеризуется избирательностью по соседнему каналу $S_{\text{ск}} = K_0 / |K_{\text{ск}}|$, где $|K_{\text{ск}}|$ – модуль коэффициента усиления на частоте, соответствующей соседнему каналу. Для радиовещательных приёмников АМ-сигналов расстройка по соседнему каналу составляет $\Delta f_{\text{ск}} = \pm 9$ кГц.

Количественная оценка селективных свойств полосовых усилителей может производиться по коэффициенту прямоугольности формы его резонансной характеристики $K_{\text{пр}}$. Коэффициентом прямоугольности называют отношение полосы пропускания, отсчитываемой на одном уровне (например, γ) Π_{γ} , к полосе пропускания, отсчитываемой на уровне 0,707 – $\Pi_{0,7}$:

$$K_{\text{пр}} = \Pi_{\gamma} / \Pi_{0,7}. \quad (3.1)$$

Для идеальной резонансной кривой (рисунок 3.1, штриховая линия) $K_{\text{пр}} = 1$. Таким образом, чем ближе к единице коэффициент прямоугольности, тем более равномерное усиление обеспечивается для заданной полосы частот при более высокой избирательности ПУ.

Кроме перечисленных параметров работу полосового усилителя характеризуют устойчивость, стабильность, а также в отдельных случаях значение коэффициента шума.

В транзисторных ПУ используют каскады трех типов: селективные, слабоселективные и неселективные.

1 Селективные каскады оказывают существенное влияние на форму резонансной характеристики тракта промежуточной частоты (ПЧ), т.е. всего полосового усилителя.

Различают селективные каскады следующих видов: одноконтурные (рисунок 3.2), двухконтурные с парами взаимно связанных контуров (рисунок 3.3) и с фильтрами сосредоточенной избирательности (ФСИ) например, с трехконтурными фильтрами (рисунок 3.4).

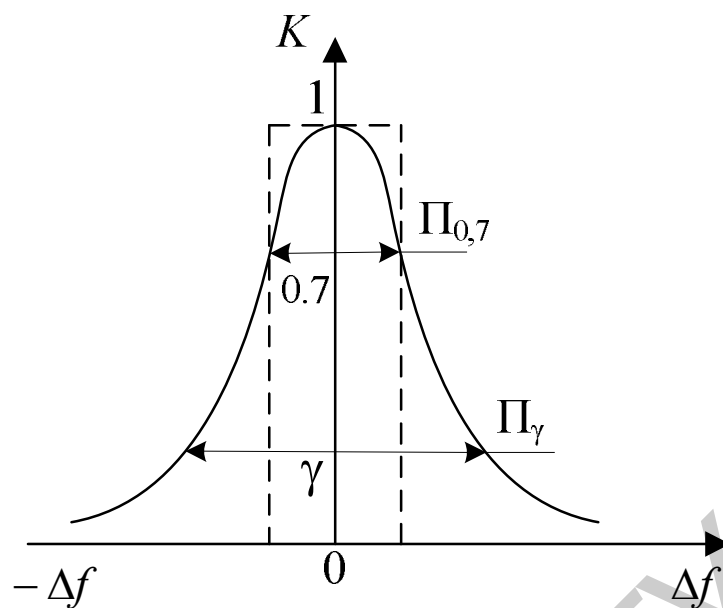


Рисунок 3.1

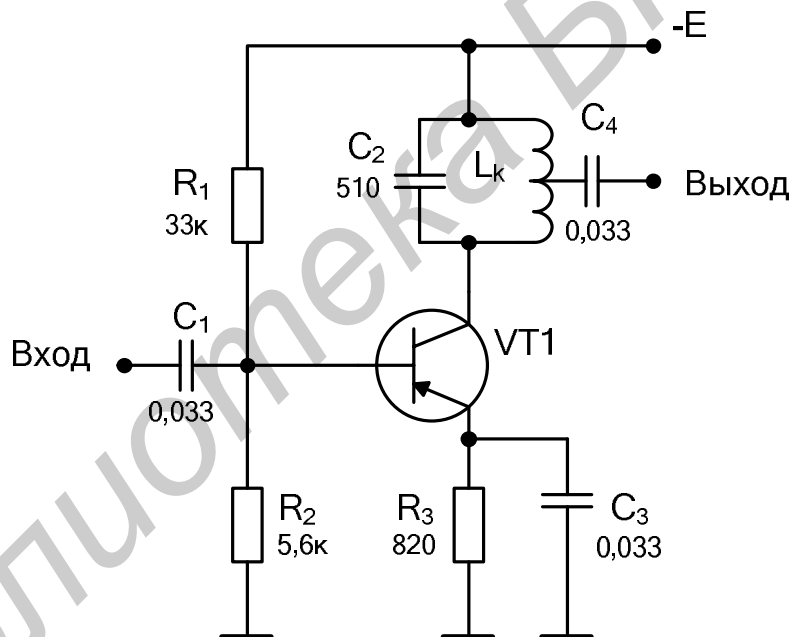


Рисунок 3.2

2 Слабоселективные каскады оказывают малое влияние на форму резонансной характеристики тракта ПЧ. В большинстве случаев это широкополосные одноконтурные каскады, использующие контуры с низкой добротностью. Понижение добротности контуров достигается, в частности, за счет подключения параллельно контуру резистора R (рисунок 3.5).

3 Неселективные каскады практически не влияют на резонансную характеристику тракта ПЧ. Это аperiодические (резистивные) каскады (рисунок 3.6).

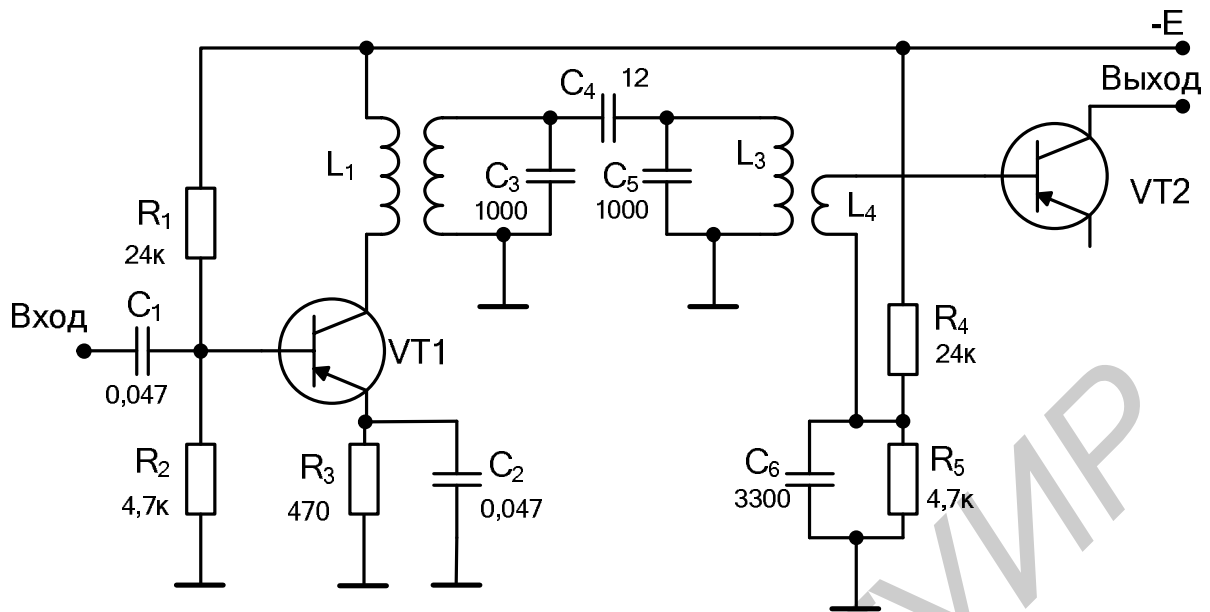


Рисунок 3.3

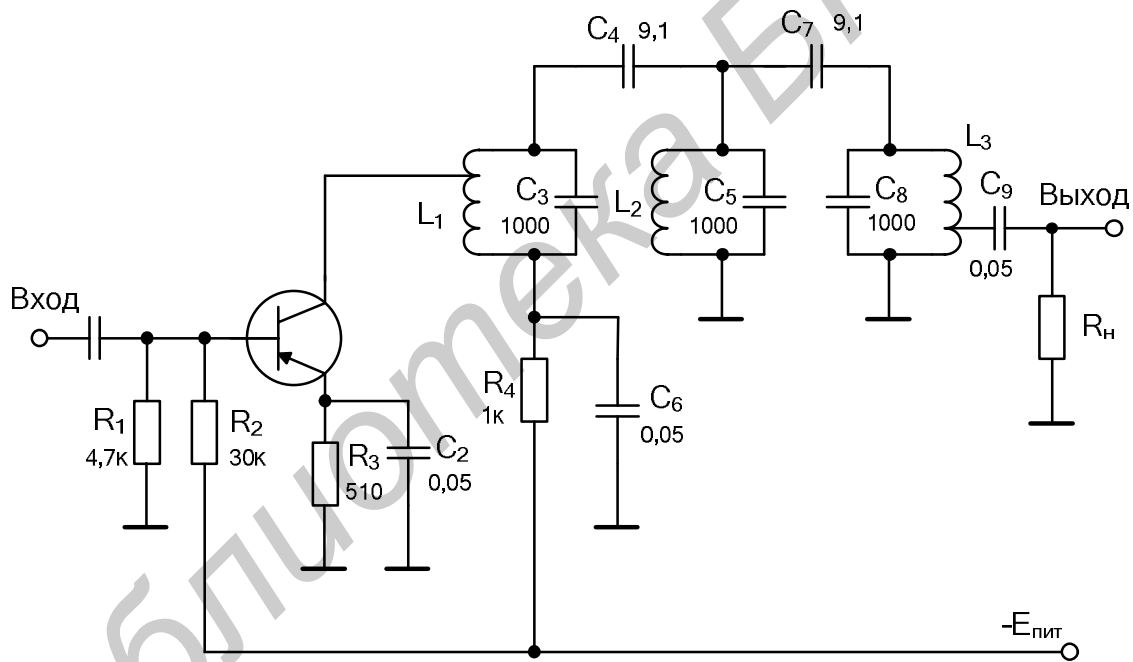


Рисунок 3.4

При использовании слабоселективных и неселективных каскадов исключают требование к селективности и стремятся получить наибольший коэффициент усиления, допустимый из условий устойчивости. Влияние обратной связи через транзистор на резонансную характеристику тракта ПЧ уменьшается, если чередовать селективные и неселективные каскады.

Одноконтурные селективные каскады по сравнению с другими селективными каскадами УПЧ наиболее просты как в отношении их выполнения, так и при настройке. Однако они наименее совершенны по своим электрическим показателям.

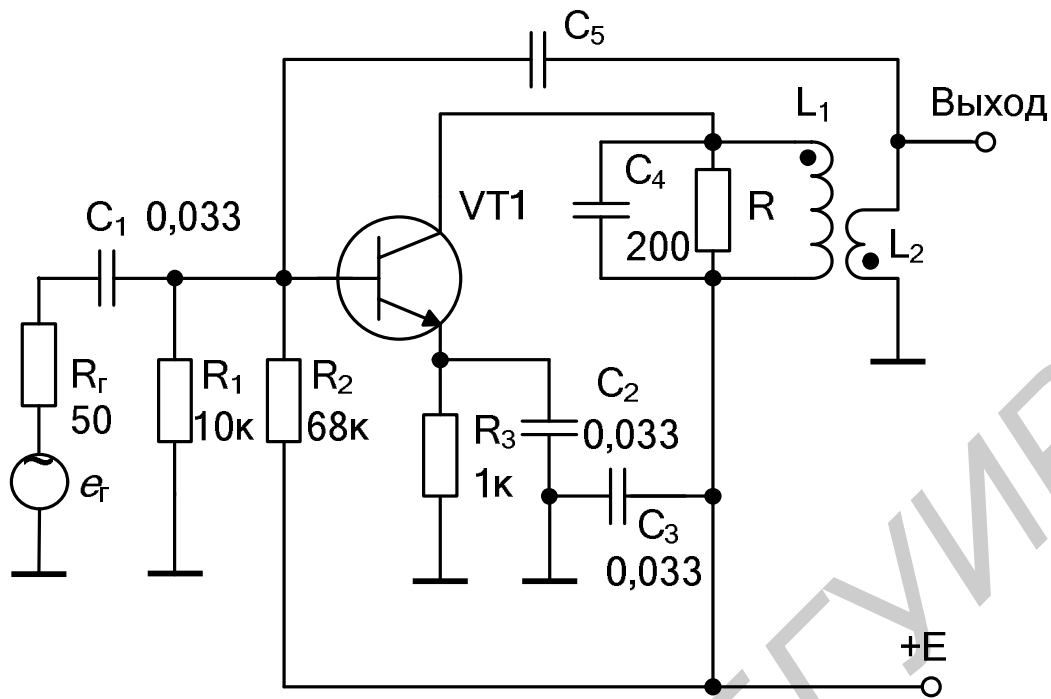


Рисунок 3.5

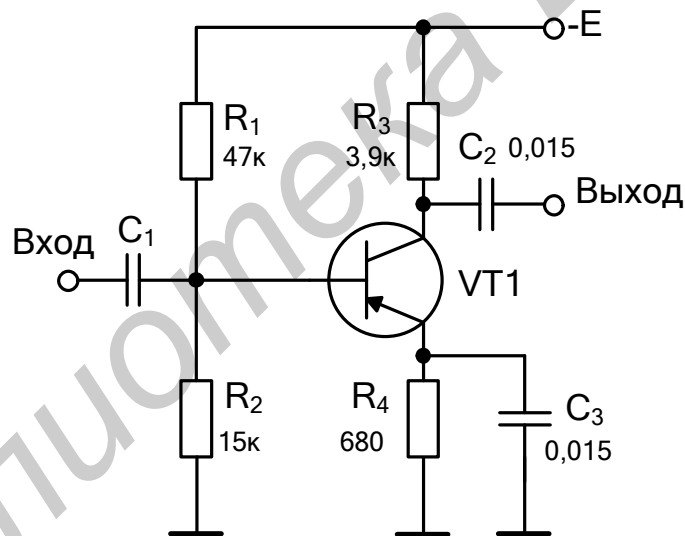


Рисунок 3.6

Для одиночного одноконтурного каскада резонансная характеристика каскада имеет колоколообразную форму, а её коэффициент прямоугольности

$$K_{пр} = \sqrt{(1/\gamma^2) - 1}. \quad (3.2)$$

Резонансный коэффициент усиления каскада при полном включении контура:

$$K_0 = Y_{21}/(2 \cdot \pi \cdot C_k \cdot \Pi_{0,7}), \quad (3.3)$$

где C_k – ёмкость контура.

Для каскада с двухконтурным полосовым фильтром резонансный коэффициент усиления равен

$$K_0 = S \cdot R_{н.э} \cdot [(\beta / (1 + \beta^2))] \cdot n_1 \cdot n_2, \quad (3.4)$$

где n_1 – коэффициент включения коллекторной цепи транзистора в контур,
 β – фактор связи, зависящий от степени связи контуров и их добротности Q : $\beta = k_{св} Q$.

Изменяя фактор связи, можно изменять форму резонансной кривой от односторонней ($\beta \leq 1$) до двугорбой ($\beta > 1$). Переход к двугорбой существенно улучшает избирательные свойства каскада, улучшая его коэффициент прямоугольности.

Резонансный коэффициент усиления такого каскада при полном включении контуров меньше, чем одноконтурного. Физически это объясняется уменьшением эквивалентного сопротивления контура за счет потерь, вносимых связанным с ним другим контуром.

Связь между контурами может быть сделана индуктивной или емкостной. Оба вида связи равноценны как по усилению, так и по форме частотной характеристики в пределах полосы пропускания. Выбор связи определяется конструктивными требованиями. Изменяя $k_{св}$, можно изменять форму резонансной характеристики и, соответственно, полосу пропускания.

В каскадах с ФСИ используют различные комбинации связанных контуров, варьируя количество контуров и виды связи между ними. При увеличении количества контуров улучшается коэффициент прямоугольности при одновременном снижении коэффициента усиления.

В транзисторных ПУ наряду с ФСИ обычного типа (из LC-звеньев) используют также специальные – пьезокерамические и ПАВ. При использовании пьезокерамических фильтров (ПКФ) уменьшаются размеры печатных плат и облегчается настройка тракта ПЧ. Однако ПКФ обладают существенным недостатком: характеристика затухания S этих фильтров принципиально отличается от фильтров обычного типа, так как у них отсутствует монотонное возрастание затухания в полосе задерживания (рисунок 3.7). С целью устранения указанного недостатка ПКФ используют дополнительный резонансный контур, включенный в выходную цепь селективного каскада (рисунок 3.8). Такой контур имеет также дополнительную функцию согласования сопротивлений транзистора и ПКФ.

Основные показатели ПУ существенно зависят от выбора ёмкости контуров. Для получения максимального усиления каскада, как следует из (3.3), желательно иметь минимальную ёмкость его контура. Однако чрезмерно малые ёмкости контуров приводят к заметному влиянию паразитных емкостей и главным образом входной и выходной ёмкостей транзисторов, нагружающих контуры.

В селективных каскадах УПЧ для получения устойчивого и стабильного усиления, а также требуемой селективности необходимо ослаблять связи транзисторов с контурами. При этом возможны различные виды связи транзисторов с контурами: трансформаторная, автотрансформаторная, емкостная.

На рисунке 3.3 показана трансформаторная связь выходной цепи транзистора VT1 и входной цепи транзистора VT2 с соответствующими контурами.

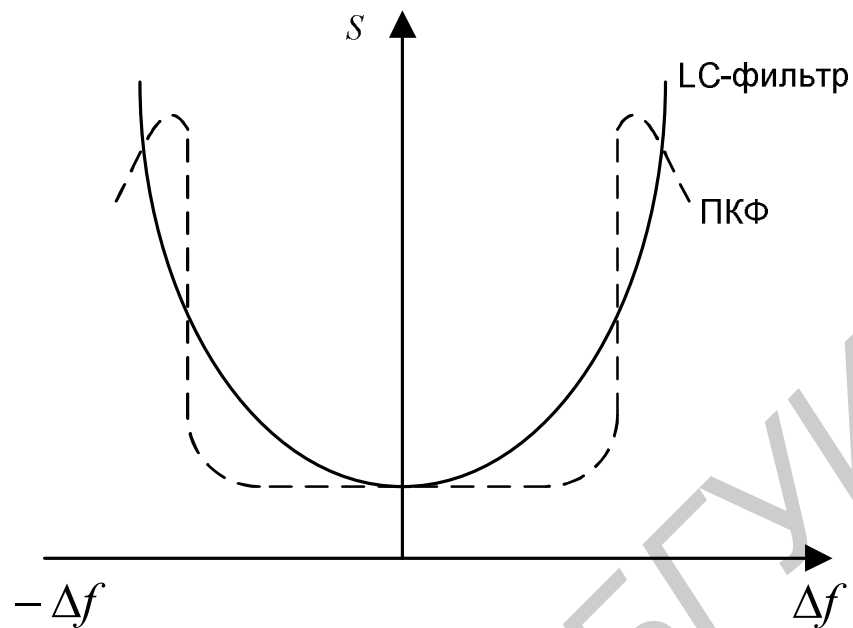


Рисунок 3.7

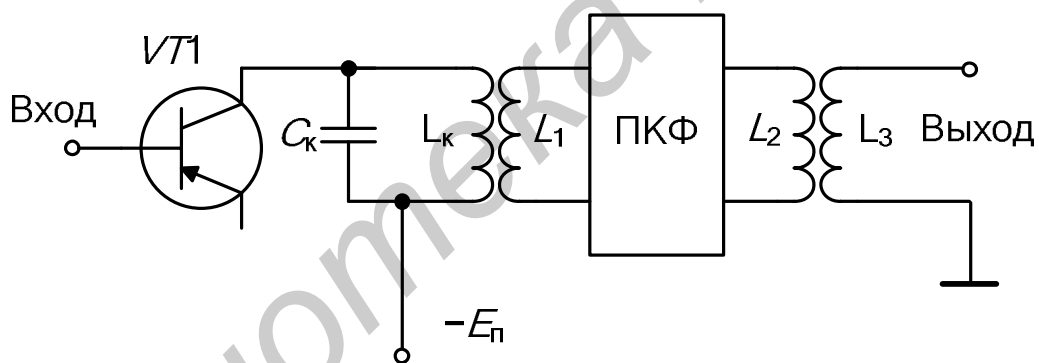


Рисунок 3.8

Степень связи транзисторов с контурами характеризуется коэффициентами включения. При выборе степени связи транзистора VT1 с контуром наибольшую роль играет влияние внутренней обратной связи через транзистор.

Степень связи транзисторов с контурами характеризуется коэффициентами включения, соответственно n_1 и n_2 . Так как на величину устойчивого и стабильного усиления оказывает влияние внутренняя обратная связь через ёмкость $C_{б.к}$ коллекторного перехода транзистора, то практически связь транзистора с контурами следует выбирать исходя из условия устойчивости:

$$n_2 \leq K_{0 \text{ уст}} / (S\rho Q_3 n_1). \quad (3.5)$$

Для сохранения заданного значения эквивалентной добротности выходной контур шунтируют резистором

$$R = 1 / (g_{22} n_1^2 - g_H n_2^2), \quad (3.6)$$

где g_{22} – выходная активная проводимость транзистора,

$$g_H = 1/R_H.$$

Для схемы на рисунке 3.3 резонансный коэффициент усиления равен

$$K_0 = S \cdot R_3 \cdot [\beta / (1 + \beta^2)] \cdot n_1 \cdot n_2.$$

Широкополосные одноконтурные каскады используются в ПУ разделенного типа, когда функция селективности осуществляется в основном селективными каскадами, а усиления – слабоселективными или неселективными. Поэтому основное требование, предъявляемое к широкополосному каскаду, – обеспечить высокое устойчивое усиление. Полоса пропускания такого каскада обычно выбирается в 3...5 раз больше полосы пропускания тракта ПЧ.

На рисунке 3.5 показана одна из возможных схем широкополосного одноконтурного каскада. При полном включении контура в выходную цепь транзистора VT1 повышение устойчивости каскада достигается уменьшением усиления путем соответствующего выбора емкости конденсатора C_4 . В некоторых случаях для повышения устойчивости может быть применена частичная нейтрализация (конденсатор C_5 на схеме рисунка 3.5).

Принцип действия цепи нейтрализации основан на введении цепи дополнительной обратной связи, действие которой противоположно действию цепи внутренней обратной связи за счет проходной емкости. Достигается это соответствующим выбором способа включения катушки связи L_2 . Частотные зависимости для напряжения на базе транзистора VT1 и выходного напряжения каскада при различных значениях ёмкости конденсатора C_5 приведены на рисунке 3.9. На рисунке обозначено: 1 – $C_5 = 10$ пФ, 2 – $C_5 = 50$ пФ (наблюдается полная нейтрализация проходной ёмкости транзистора), 3 – $C_5 = 90$ пФ.

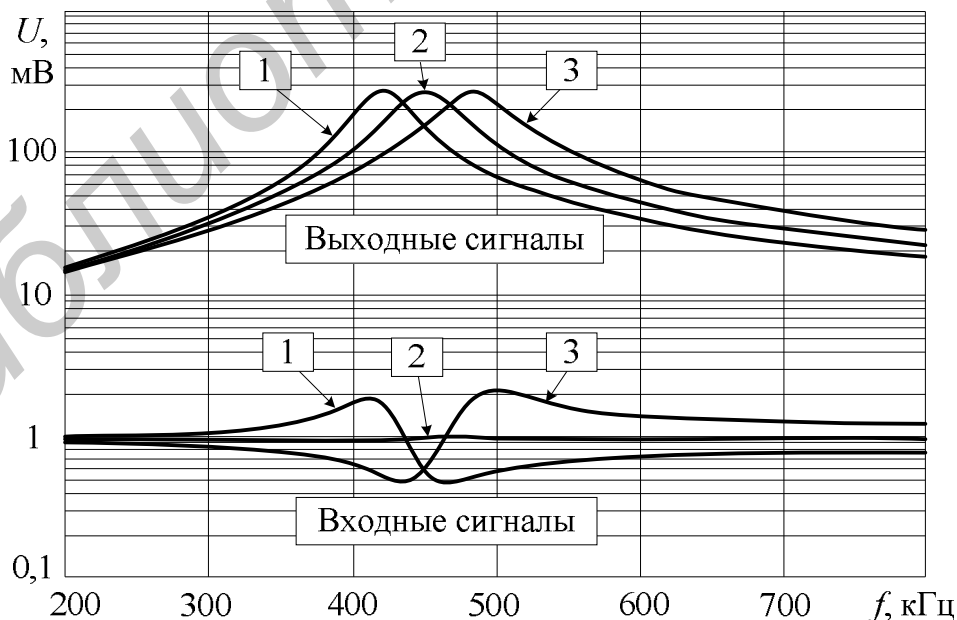


Рисунок 3.9

3.2 Описание лабораторного макета

Лабораторный макет (рисунок 3.10) дает возможность исследовать различные каскады полосовых усилителей: одноконтурные, с двухконтурным полосовым фильтром, с трехконтурным ФСС и с ПКФ. Переключение соответствующих схем каскадов осуществляется с помощью переключателя SA7.

Входной сигнал (с частотой $f_{п.ч} = 465$ кГц) подается от генератора сигналов на входные зажимы «Вх.1» и поступает на вход транзистора VT1 исследуемого каскада. Выходное напряжение исследуемого каскада снимается с выходных зажимов «Вых.2». С помощью переключателя SA8 можно изменять значения входной проводимости транзистора следующего каскада ($g_{11\text{ сл}}$ и $C_{11\text{ сл}}$). Выходные зажимы «Вых.1» предусмотрены для измерения напряжения на входе исследуемого каскада.

При исследовании одноконтурного каскада ПУ переключатель SA7 устанавливается в положение «1». В этом случае схема каскада содержит: транзистор VT1, контур $L2, C_{10}$, катушку связи со следующим каскадом и цепь нейтрализации (конденсаторы $C_3...C_7$), которая может быть отключена с помощью переключателя SA1. Переключатель SA2 дает возможность выбрать требуемое значение емкости для нейтрализации внутренней обратной связи. С помощью переключателя SA3 можно изменять степень связи контура с коллекторной цепью транзистора.

При исследовании каскада ПУ с двухконтурным полосовым фильтром переключатель SA7 устанавливается в положение «2» и «3». В обоих случаях схема каскада содержит: VT1 транзистор контуры $L1, C_9; L5, C_{12}$ или $L5, C_{14}; L6, C_{17}$. Связь между контурами внешнеёмкостная (конденсаторы C_{11} или C_{15}, C_{16}). Переключатель SA5 дает возможность изменять степень связи между контурами. С помощью переключателей SA4 и SA6 можно изменять степень связи контуров с входной цепью следующего транзистора.

При исследовании каскада ПУ с трехконтурным ФСИ переключатель SA7 устанавливается в положение «4». При этом схема каскада содержит транзистор VT1 и ФСИ, состоящий из контуров $L7, C_{18}; L8, C_{20}; L9, C_{22}$. Связь между контурами внешнеёмкостная (конденсаторы C_{19} и C_{21}).

При исследовании каскада с ПКФ переключатель SA7 устанавливается в положение «5». В этом случае схема каскада содержит транзистор VT1, ПКФ, широкополосный контур L_{10}, C_{23} и катушки связи L_{11}, L_{12} и L_{13} .

В работе используются генератор сигналов высокочастотный (ГС) Г4-221 и милливольтметр МВ В3-38.

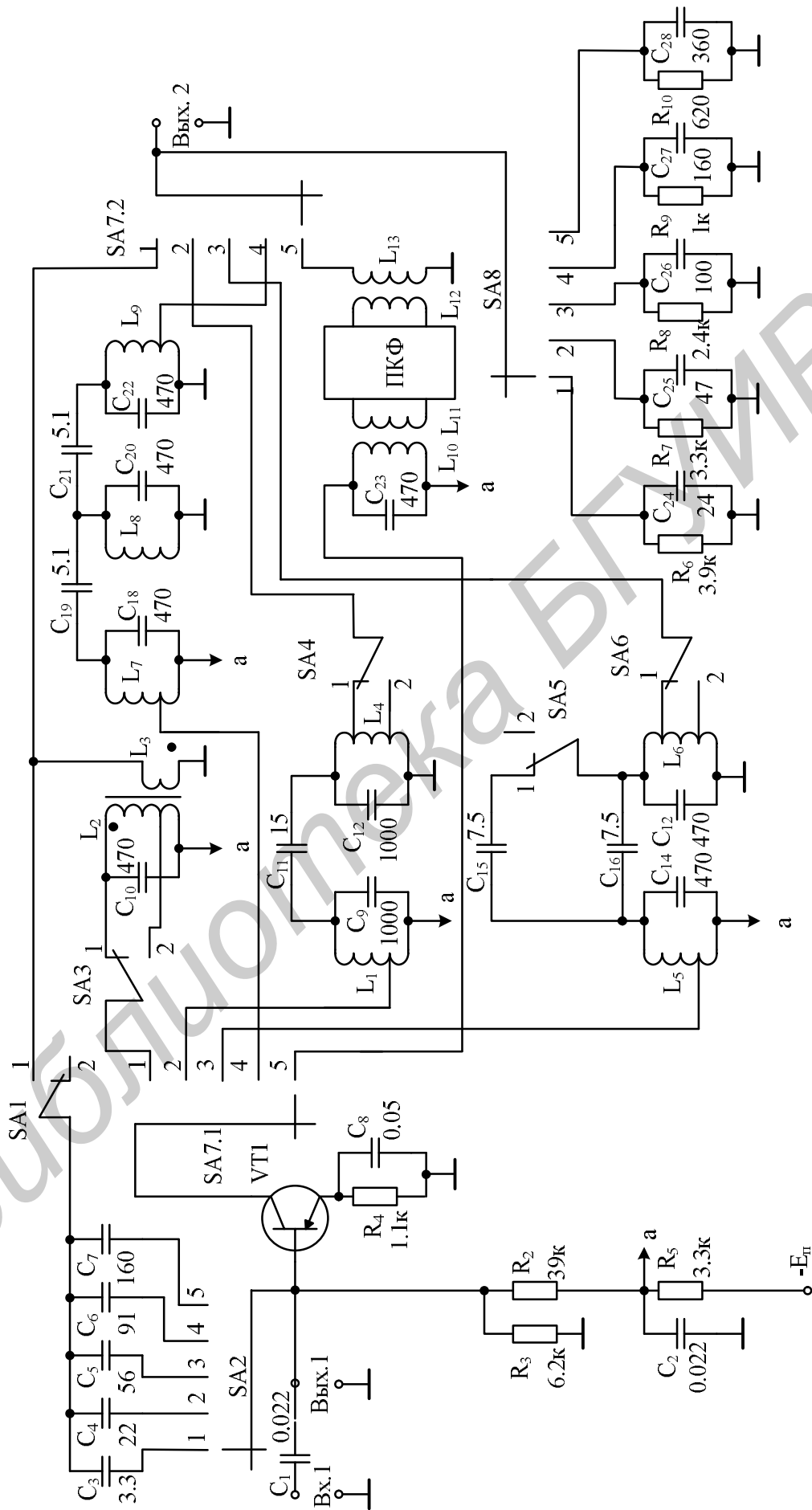


Рисунок 3.10

3.3 Порядок проведения работы

3.3.1 Исследование одноконтурного каскада ПУ

1 Включить лабораторную установку и контрольно-измерительную аппаратуру: ГС Г4-221 и МВ В3-38.

Соединить выход ГС через кабель с гнездами «Вх.1», МВ – с гнездами «Вых.2». Установить частоту ГС $f_{\text{ГС}}=465$ кГц и с помощью аттенюаторов – уровень сигнала $U_{\text{ГС}} = 10$ мВ.

2 SA7, SA8 – «1»; SA1, SA3 – «2». Определить частоту настройки каскада и резонансный коэффициент усиления. Измерить полосы пропускания на уровнях 0,7 и 0,1 и рассчитать коэффициент прямоугольности $K_{\text{пр}}$. Рассчитать теоретическое значение коэффициента прямоугольности и сравнить его с экспериментальным значением.

3 SA3 – «1»; $U_{\text{ГС}}=10$ мВ. Определить частоту настройки, резонансный коэффициент усиления и коэффициент прямоугольности на уровне 0,1.

4 SA1, SA3, SA7, SA8 – «1»; $U_{\text{ГС}}=10$ мВ. Для каждого положения переключателя SA2 определить резонансную частоту f_0 и коэффициент усиления K_0 . Построить зависимости K_0 и f_0 от величины емкости $C_{\text{н}}$ в цепи нейтрализации. Оценить зависимость K_0 и f_0 от величины $C_{\text{н}}$ в положении «2» переключателя SA3.

5 МВ – «Вых.1»; $U_{\text{ГС}} = 25$ мВ; SA3, SA7, SA8 – «1»; SA1 – «2». Плавно изменяя частоту ГС в пределах ± 50 кГц от частоты настройки каскада, снять характерные точки частотной зависимости напряжения на входе транзистора VT1 $U_{\text{вх}}(f)$. Убедиться, что при слабой связи контура с транзистором (SA3 – «2») напряжение на входе каскада практически не зависит от частоты. По результатам измерения сделать выводы о характере частотной зависимости модуля входного сопротивления каскада и о влиянии на него внутренней обратной связи через транзистор.

6 ГС – «Вых.2»; $U_{\text{ГС}}=100$ мВ; МВ – «Вых.1»; SA1, SA3, SA7, SA8 – «1». Изменяя положение переключателя SA2, определить оптимальное значение емкости $C_{\text{н}}$, соответствующее минимальной передаче сигнала с выхода на вход. Отключить цепь нейтрализации (SA1 – «2») и на основании полученных результатов оценить эффективность её действия. Аналогичное измерение сделать для SA3 – «2».

По результатам измерения K_0 в пп. 2...4 определить степень зависимости усиления от включения цепи нейтрализации с оптимальной величиной $C_{\text{н}}$.

3.3.2 Исследование двухконтурного каскада ПУ

1 $U_{гс} = 10$ мВ; ГС – «Вх.1»; МВ – «Вых.2»; SA4, SA8 – «1»; SA1, SA7 – «2». Определить частоту настройки f_0 , резонансный коэффициент усиления K_0 , полосы пропускания на уровнях 0,7 и 0,1. Рассчитать коэффициент прямоугольности $K_{пр}$.

2 SA1, SA5, SA6 – «2»; SA7 – «3». Снять частотные характеристики каскада для положений «1», «3» и «5» переключателя SA8.

3 Повторить измерения для SA5 – «1».

3.3.3 Исследование каскада ПУ с трехконтурным ФСИ

SA8 – «1»; SA1 – «2»; SA7 – «4». Определить частоту настройки f_0 , коэффициент усиления K_0 , полосы пропускания на уровнях 0,7 и 0,1, рассчитать коэффициент прямоугольности.

3.4 Контрольные вопросы

1 Назначение полосовых усилителей.

2 Что называется коэффициентом прямоугольности?

3 Типы каскадов, используемых в транзисторных ПУ.

4 Основные показатели одноконтурных ПУ.

5 Как осуществляется нейтрализация внутренней обратной связи в транзисторных каскадах ПУ?

6 Основные показатели каскадов ПУ с двухконтурными полосовыми фильтрами.

7 Каким требованиям должна удовлетворять связь транзистора с двухконтурным полосовым фильтром?

8 Что необходимо учитывать при выборе связи транзистора следующего каскада с двухконтурным полосовым фильтром?

9 Основные показатели каскадов ПУ с ФСС и ПКФ.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №4 «ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ»

Цель работы: изучить основные свойства преобразователей частоты транзисторных супергетеродинных радиоприёмников.

4.1 Краткие теоретические сведения

Преобразователь частоты служит для преобразования модулированных радиочастотных колебаний входного сигнала в колебания промежуточной частоты, величина которой для любой частоты принимаемого сигнала остается неизменной. При этом сохраняется закон модуляции. Преобразование частоты обеспечивает супергетеродинному приёмнику по сравнению с приёмником прямого усиления ряд преимуществ: высокую избирательность, высокую чувствительность, постоянство чувствительности и избирательности по диапазону и повышенную устойчивость.

Преобразователь частоты (рисунок 4.1) включает в себя нелинейный элемент (смеситель), маломощный автогенератор – гетеродин) и три согласующих устройства: СУ1, СУ2, и СУ3. Согласующие устройства представляют собой избирательные системы, настроенные соответственно на частоты сигнала f_c , гетеродина f_H и промежуточную частоту $f_{п.ч}$. В смесителе осуществляется нелинейное взаимодействие напряжений сигнала и гетеродина. Преобразование частоты осуществляется по закону

$$f_{п.ч} = |f_H - f_c|. \quad (4.1)$$

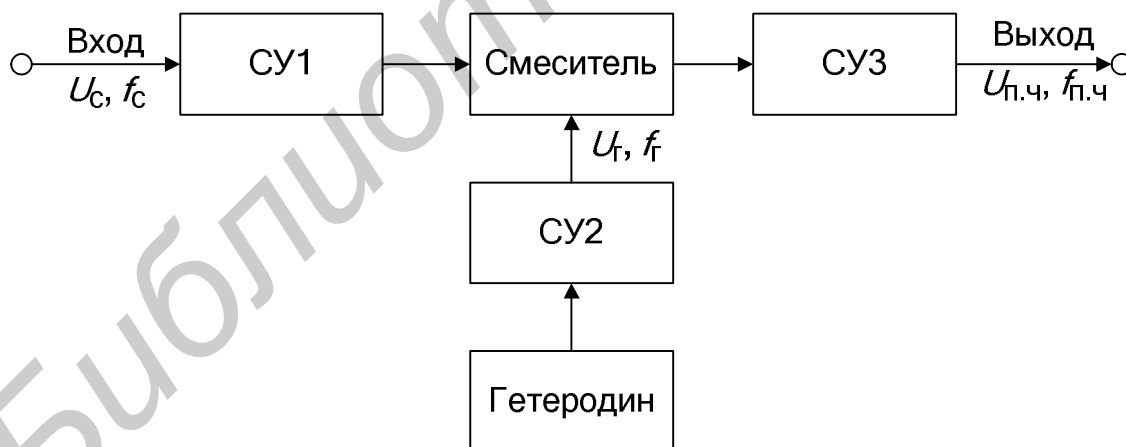


Рисунок 4.1

Избирательная система СУ3 служит для выделения сигнала промежуточной частоты. Преобразование частоты вызвано прежде всего необходимостью обеспечения высокой избирательности по соседнему каналу, т.е. при расстройке, например, для радиовещательных приёмников на ± 9 кГц от частоты принимаемого сигнала. Для этого необходимо применять узкополосную избирательную систему. Полоса пропускания одиночных колебательных контуров, с

помощью которых осуществляется выделение полезного сигнала в РПрУ, при реальных значениях конструктивной добротности $Q=100\dots 200$ становится настолько широкой, что оказывается невозможным подавление соседнего канала.

Использование промежуточной частоты, величина которой обычно выбирается меньше частоты принимаемого сигнала ($f_{п.ч} < f_c$), позволяет сузить полосу пропускания РПрУ до необходимого значения. С другой стороны, нельзя уменьшать в сильной степени полосу пропускания приёмника, т.к. при этом произойдет ограничение спектра частот, что приводит к потере информации и ухудшению качества воспроизведения сигнала. Поэтому частотную характеристику РПрУ обычно стремятся сделать как можно более прямоугольной (рисунок 4.2).

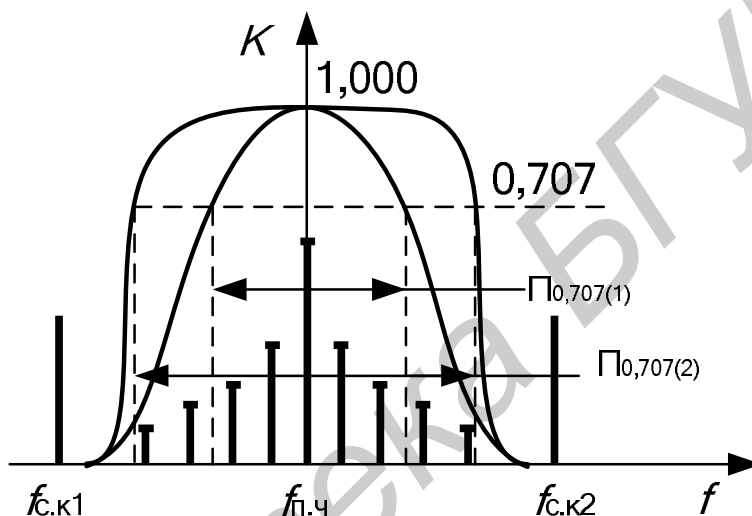


Рисунок 4.2

Такая характеристика формируется в тракте промежуточной частоты без особых затруднений благодаря постоянству $f_{п.ч}$, что позволяет использовать в нем высокоизбирательную систему (фильтр сосредоточенной избирательности ФСИ, кварцевый или электромеханический фильтр), имеющую коэффициент прямоугольности, близкий к единице. При этом величина $f_{п.ч}$, как правило, выбирается меньше частоты принимаемого сигнала, что позволяет уменьшить полосу пропускания. На промежуточной частоте осуществляется основное усиление в радиочастотном тракте РПрУ. Этой цели служит усилитель сигналов промежуточной частоты (УСПЧ). Малая величина $f_{п.ч}$ позволяет повысить устойчивость работы УСПЧ при одновременном увеличении его коэффициента усиления. Увеличение коэффициента усиления РПрУ улучшает его чувствительность.

Использование преобразователя частоты связано с усложнением схемы РПрУ и появлением дополнительных мешающих каналов приёма. Рассмотрим эти явления.

Применим аппроксимацию отрезками прямых линий зависимости крутиз-

ны транзистора S от напряжения базы-эмиттера $U_{б.э}$, как показано на рисунке 4.3. Такая аппроксимация полезна, например, при квадратичной нелинейности проходной характеристики.

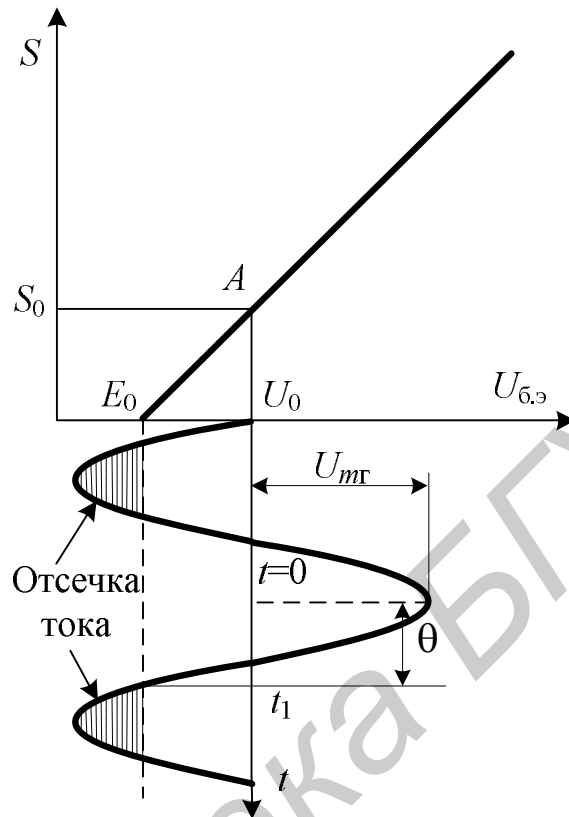


Рисунок 4.3

Напряжение базы-эмиттера транзистора в рабочей точке A при воздействии сигнала гетеродина изменяется в соответствии с выражением

$$U_{б.э} = U_0 + U_{мг} \cos(\omega_{Г} t). \quad (4.2)$$

На границе отсечки тока коллектора выполняется соотношение

$$U_0 + U_{мг} \cos(\omega_{Г} t_1) = U_0 + U_{мг} \cos \theta = E_0,$$

что позволяет получить выражение для оценки величины угла отсечки θ в следующем виде:

$$\cos \theta = \frac{E_0 - U_0}{U_{мг}}. \quad (4.3)$$

В результате крутизна транзистора под воздействием сигнала гетеродина изменяется в соответствии с выражением

$$S(t) = S_0 \frac{U_{б.э} - E_0}{U_0 - E_0} = \text{tg} \alpha_s \cdot U_{мг} [\cos(\omega_{Г} t) - \cos \theta], \quad (4.4)$$

где $\text{tg} \alpha_s = S_0 / (U_0 - E_0)$ – наклон зависимости $S(U_{б.э})$.

Выражение (4.4) можно представить в виде ряда Фурье:

$$S(t) = S_{m0} + \sum_{k=1}^{\infty} S_{mk} \cos(k\omega_{\Gamma}t), \quad (4.5)$$

или

$$S(t) = S_{m0} + S_{m1} \cos \omega_{\Gamma}t + S_{m2} \cos 2\omega_{\Gamma}t + S_{m3} \cos 3\omega_{\Gamma}t + \dots + S_{mk} \cos k\omega_{\Gamma}t,$$

где

$$S_{mk} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} S(t) \cos(k\omega_{\Gamma}t) d(\omega_{\Gamma}t) \quad (4.6)$$

представляют собой k -е гармоники изменения крутизны транзистора по закону сигнала гетеродина.

Постоянная составляющая и амплитуды гармоник равны

$$S_{m0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \operatorname{tg} \alpha_s \cdot U_{m\Gamma} [\cos \theta - \cos(\omega_{\Gamma}t)] d\omega_{\Gamma}t = \operatorname{tg} \alpha_s \cdot U_{m\Gamma} \cdot \gamma_0(\theta),$$

$$S_{mk} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \operatorname{tg} \alpha_s \cdot U_{m\Gamma} [\cos \theta - \cos(k\omega_{\Gamma}t)] d\omega_{\Gamma}t = \operatorname{tg} \alpha_s \cdot U_{m\Gamma} \cdot \gamma_k(\theta),$$

где γ_k – функции Берга, графики которых представлены на рисунке 4.4.

Максимальные значения амплитуд наблюдаются при $\theta_{\text{опт}} = 180/k$. Полученные выражения корректны для значений $U_{m\Gamma} \geq (U_0 - E_0)$. Значения $U_{m\Gamma} < (U_0 - E_0)$ соответствуют режиму без отсечки, в котором $S_{m0} = S_0$ и $S_{m1} = \operatorname{tg} \alpha_s \cdot U_{m\Gamma}$, а все остальные гармоники отсутствуют.

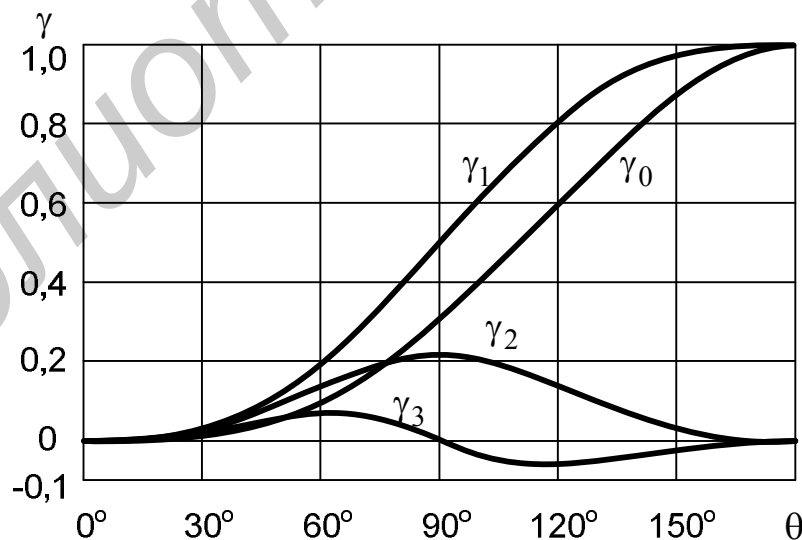


Рисунок 4.4

Часто нелинейный элемент используется в условиях, когда поддерживается постоянным максимальное значение крутизны $S_{\text{макс}}$, что требует одновременного изменения угла отсечки и амплитуды $U_{m\Gamma}$.

Так как при $t=0$ значение крутизны максимально и равно $S=S_{\text{макс}}$, то из (4.4) следует, что

$$S_{\text{макс}} = \text{tg} \alpha_s U_{m\Gamma} \cdot (1 - \cos \theta), \quad (4.7)$$

а

$$S(t) = S_{\text{макс}} \frac{\cos(\omega_{\Gamma} t) - \cos \theta}{1 - \cos \theta}.$$

Расчет амплитуд производится по формулам, записанным в следующем виде:

$$S_{mk} = S_{\text{макс}} \cdot \alpha_k, \quad (4.8)$$

где α_k – коэффициенты Берга, представленные на рисунке 4.5.

Ниже представлены выражения для функций и коэффициентов Берга:

$$\begin{aligned} \gamma_0(\theta) &= \frac{1}{\pi}(\sin \theta - \theta \cos \theta), \\ \gamma_1(\theta) &= \frac{1}{\pi}(\theta - \sin \theta \cos \theta), \\ \gamma_k(\theta) &= \frac{2 \sin k\theta \cos \theta - k \cos k\theta \sin \theta}{\pi k(k^2 - 1)}, \\ \alpha_k(\theta) &= \frac{\gamma_k(\theta)}{(1 - \cos \theta)}. \end{aligned}$$

Анализируя рисунок 4.5, можно установить, что при преобразовании на гармониках гетеродина максимальное значение амплитуды отклонения крутизны S_{mk} от среднего значения в этом случае имеет место при некотором оптимальном значении угла отсечки $\theta_{\text{опт}}=120/k$. Следовательно, для получения максимального коэффициента преобразования необходимо соответствующим образом выбирать режим работы смесителя по постоянному току.

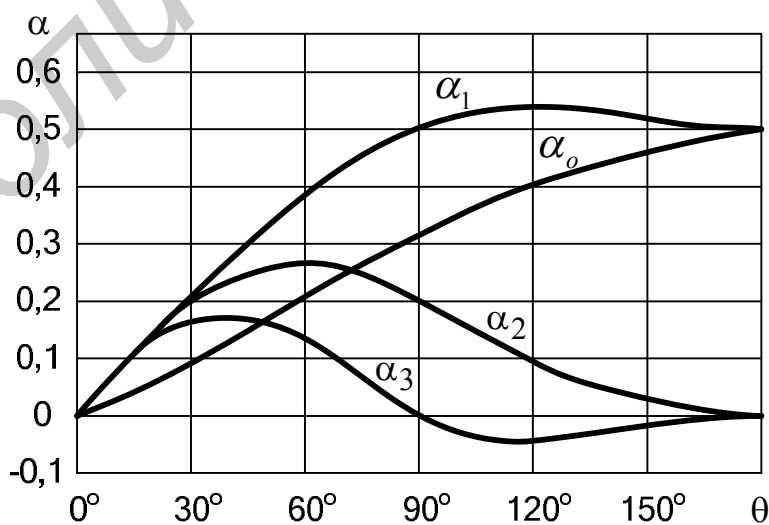


Рисунок 4.5

При совместном воздействии большого колебания гетеродина $u_{\Gamma}(t)=U_{m\Gamma}\cos\omega_{\Gamma}t$ и малого колебания входного сигнала $u_c(t)=U_{mc}\cos\omega_c t$, т.е.

$$u = u_c(t) + u_{\Gamma}(t),$$

на нелинейный элемент с характеристикой

$$i = f(u) = I_0 + f'(u)u + f''(u)u^2 / 2! + \dots + f^m(u)u^m / m!$$

$$i = f(u) = I_0 + S \cdot u + S' \cdot u^2 / 2! + \dots + S^{m-1} \cdot u^m / m!$$

после разложения в ряд по степеням малой величины в точке $u=u_{\Gamma}$ получаем для выходного тока смесителя:

$$i_{\text{ВЫХ}} = f(u_{\Gamma}) + f'(u_{\Gamma})u_c + f''(u_{\Gamma})u_c^2 / 2! + \dots + f^m(u_{\Gamma})u_c^m / m!,$$

где коэффициенты ряда $f(u_{\Gamma})$, $f'(u_{\Gamma})$, $f''(u_{\Gamma})$ и т.д. являются периодическими функциями времени с периодом колебаний сигнала гетеродина и могут быть представлены в виде рядов:

$$\left. \begin{aligned} f(u_{\Gamma}) &= I_0 + S \cdot u_{\Gamma} + S' \cdot u_{\Gamma}^2 / 2! + S'' \cdot u_{\Gamma}^3 / 3! + S''' \cdot u_{\Gamma}^4 / 4! + \dots \\ f'(u_{\Gamma}) &= S + S' \cdot u_{\Gamma} + S'' \cdot u_{\Gamma}^2 / 2! + S''' \cdot u_{\Gamma}^3 / 3! + \dots \\ f''(u_{\Gamma}) &= S' + S'' \cdot u_{\Gamma} + S''' \cdot u_{\Gamma}^2 / 2! + \dots \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

Как следует из приведенных выражений, при воздействии на смеситель напряжений с частотами сигнала f_c и гетеродина f_{Γ} в его выходном токе появляется большое количество комбинационных частот, что обусловлено нелинейным характером процесса преобразования. Это приводит к появлению дополнительных мешающих каналов приёма.

Дополнительные каналы возникают в случае, когда комбинационные частоты оказываются равными $f_{\text{п.ч}}$, т.е.

$$|m \cdot f_c \pm n \cdot f_{\Gamma}| = f_{\text{п.ч}}, \quad (4.10)$$

где m и n – целые числа (0,1,2,3 и т.д.).

Из (4.10) можно определить частоты внеполосных каналов приёма:

$$f_c = (n \cdot f_{\Gamma} \pm f_{\text{п.ч}}) / m. \quad (4.11)$$

При $m=1$ и $n \leq 1$ каналы являются линейными, а при $m > 1$ и $n > 1$ – нелинейными. На выходе смесителя избирательной системой, настроенной на частоту $f = f_{\text{п.ч}}$, выделяется требуемый сигнал.

Если на вход смесителя одновременно с U_c поступит сигнал с частотой, равной $f_{3.к} = f_{\Gamma} + f_{\text{п.ч}}$ (рисунок 4.6), то в результате его взаимодействия с напряжением гетеродина U_{Γ} также образуется сигнал с промежуточной частотой, т.к. $f_{\text{п.ч}} = f_{3.к} - f_{\Gamma}$.

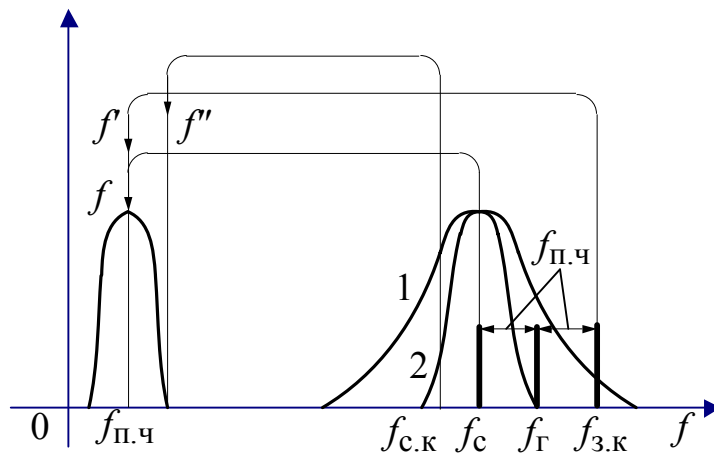


Рисунок 4.6

Этот сигнал тоже выделится избирательной системой СУЗ и будет создавать помеху основному каналу приёма. Такой канал называется зеркальным или симметричным каналом, т.к. на оси частот он расположен симметрично f_c относительно частоты гетеродина. Возникает он, как видно из (4.11) при $m = n = 1$, $f_c = f_Г + f_{п.ч} = f_{з.к}$. Для подавления зеркального канала необходимо уменьшать полосу пропускания (повышать избирательность) каскадов приёмника, предшествующих смесителю, т.е. входной цепи и усилителя радиочастоты (характеристики 1 и 2 на рисунке 4.6).

Большой помехой радиоприёму может оказаться канал с частотой, равной $f_{п.ч}$. Как следует из (4.11) это возможно при $m = 1$, $n = 0$, тогда получаем, что $f_c = f_{п.ч}$. Если на вход неидеального смесителя одновременно с сигналом на частоте f_c поступает такой сигнал с частотой, равной $f_{п.ч}$ данного приёмника, то он усиливается смесителем, причем коэффициент его усиления оказывается больше коэффициента преобразования основного сигнала. Эта помеха является самой мощной из всех дополнительных каналов приёма. Однако с ней легко бороться благодаря тому, что известна её частота. Во входные каскады приёмника включаются режекторные фильтры, настроенные на $f_{п.ч}$ (рисунок 4.7, а или 4.7, б). Такие фильтры можно включить в любое место РПрУ до смесителя. Указанные каналы являются главными из дополнительных мешающих каналов, общее количество которых достаточно велико. Согласно общей теории преобразования, при воздействии на смеситель напряжений с частотами сигнала f_c и гетеродина $f_Г$ в его токе появляется большое количество комбинационных частот.

Следует заметить, что степень мешающего воздействия указанных каналов уменьшается с увеличением номера гармоники m и n в связи с уменьшением мощности колебаний на этих частотах.

На рисунке 4.8 для конкретного случая показано расположение полезного (f_c) и некоторых дополнительных каналов приёма. По вертикальной оси отложены относительные величины входных напряжений для различных каналов,

соответствующие одной и той же величине напряжения на выходе преобразователя частоты, т.е. после селективной системы. Повышение селективности до входа смесителя является основным способом борьбы с дополнительными каналами приёма.

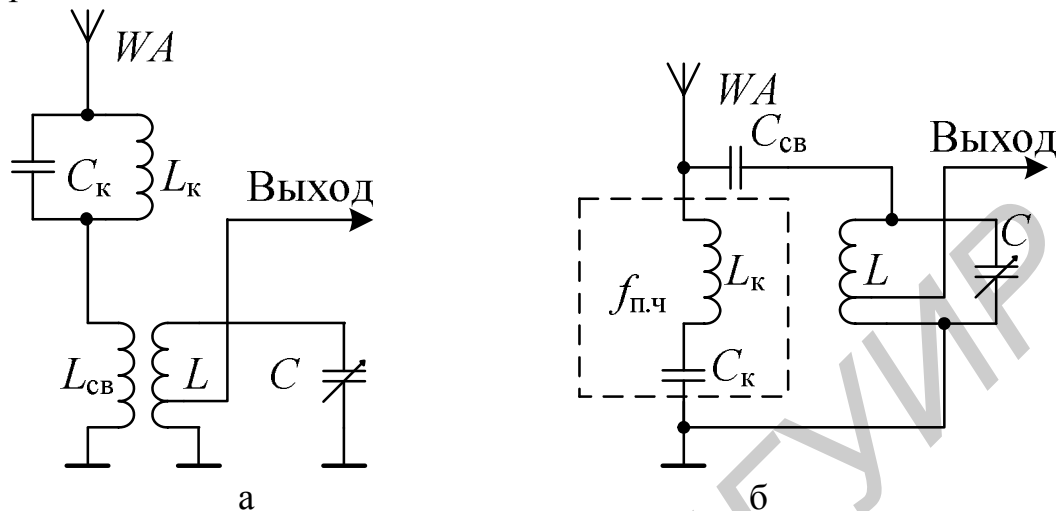


Рисунок 4.7

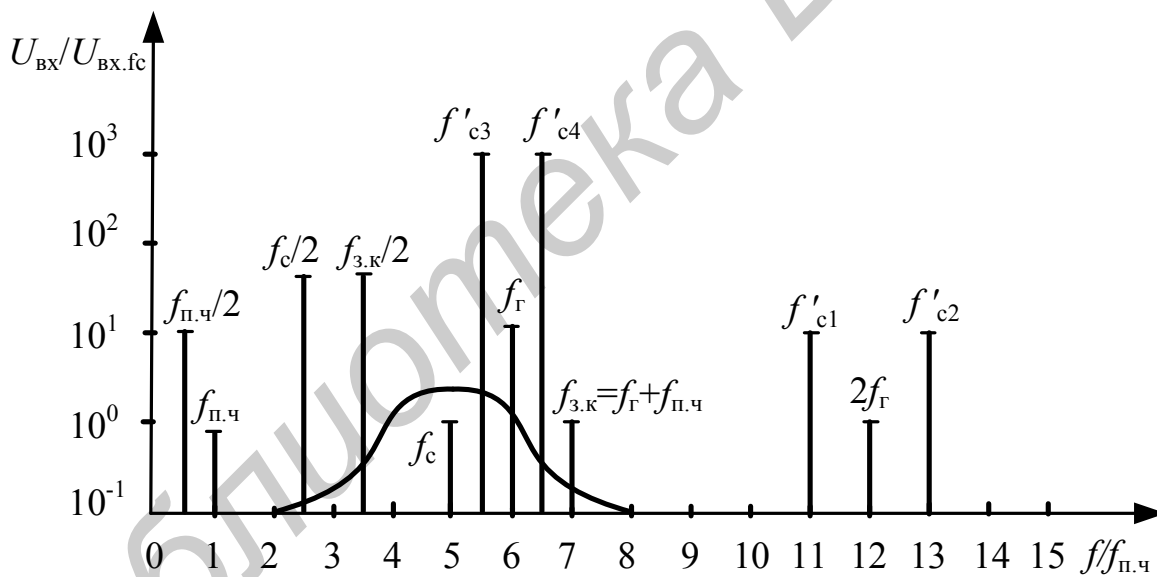


Рисунок 4.8

Таким образом, основная избирательность РПрУ (по соседнему каналу) осуществляется трактом промежуточной частоты. Подавление дополнительных каналов происходит в каскадах предварительной селекции (во входных цепях и усилителе радиочастоты) или преселекторе. Для повышения его избирательности необходимо уменьшать полосу пропускания и увеличивать добротность контуров.

При перестройке супергетеродинного приёмника в пределах диапазона нужно одновременно изменять частоту гетеродина f_{Γ} и частоту настройки пре-

селектора f_0 . Изменение их частот необходимо производить так, чтобы разность между ними оставалась постоянной и равной промежуточной частоте приёмника, на которую настроен тракт промежуточной частоты: $f_{\Gamma} - f_0 = f_{\text{п.ч}}$. Обеспечение этого условия связано с некоторыми трудностями, которые преодолеваются схемотехническими решениями и в процессе проведения регулировочных работ.

На рисунке 4.9, а изображены схемы контуров преселектора и гетеродина. Перестройка обоих контуров осуществляется одновременно с помощью блока конденсаторов переменной емкости (КПЕ) $C_{\text{н}}$, изменение ёмкостей происходит синхронно, что показано штриховой линией. При верхнем преобразовании $f_{\Gamma} > f_0$. Диапазон перестройки контуров характеризуется коэффициентом перекрытия

$$K_{\text{п}} = f_{\text{макс}} / f_{\text{мин}} \quad (4.12)$$

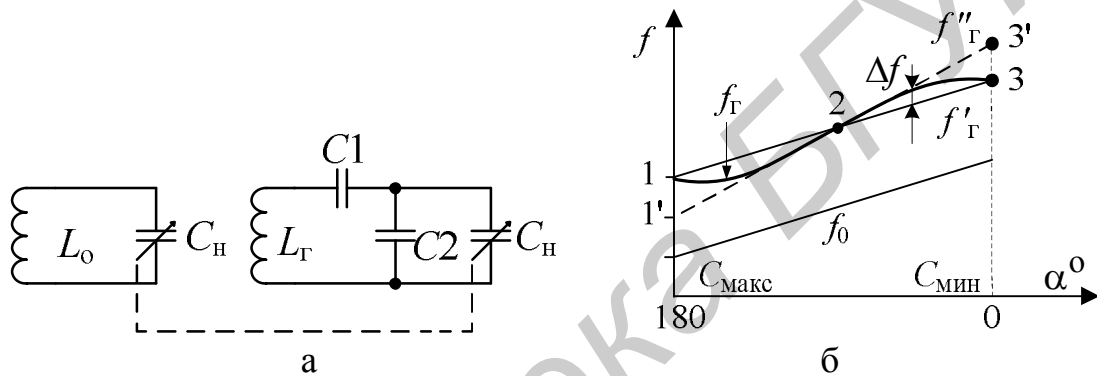


Рисунок 4.9

Вследствие различия частот сигнала и гетеродина коэффициенты перекрытия соответствующих контуров должны быть различными, причем

$$K_{\text{п.о}} = \frac{f_{0\text{макс}}}{f_{0\text{мин}}} > K_{\text{п.г}} = \frac{f_{\Gamma\text{макс}}}{f_{\Gamma\text{мин}}} = \frac{f_{0\text{макс}} + f_{\text{п.ч}}}{f_{0\text{мин}} + f_{\text{п.ч}}} \quad (4.13)$$

Коэффициент перекрытия контура, перестраиваемого ёмкостью, определяется соотношением

$$K_{\text{п}} = \sqrt{C_{\text{макс}} / C_{\text{мин}}} \quad (4.14)$$

Для выполнения условия (4.13) необходимы различные КПЕ в контурах преселектора и гетеродина. Применение различных КПЕ в преселекторе и гетеродине приводит к неоправданному конструктивному усложнению приёмника и повышению его стоимости. Поэтому на практике применяются одинаковые конденсаторы $C_{\text{н}}$, коэффициент перекрытия которых определяется из максимального коэффициента перекрытия диапазона. Это приводит к тому, что контур гетеродина имеет избыточный коэффициент перекрытия по частоте и при выполнении точного сопряжения в одной точке (точка 2) на краях диапазона имеется значительное расхождение. Для обеспечения выполнения условия $f_{\Gamma} - f_0 = f_{\text{п.ч}}$ на краях диапазона в схему контура гетеродина включаются со-

прягающие конденсаторы C_1 и C_2 (рисунок 4.9, а). Конденсатор C_1 (ёмкостью обычно в несколько сотен пикофарад) уменьшает общую ёмкость контура. Это уменьшение прежде всего сказывается при $C_H = C_{\text{макс}}$ ($C_{\text{макс}}$ – сотни пФ) и практически не проявляется при $C_H = C_{\text{мин}}$ ($C_{\text{мин}} = 10$ пФ). Включение C_1 позволяет обеспечить точное сопряжение в точке 1 (см. рисунок 4.9, б). Конденсатор малой ёмкости C_2 (C_2 – десятки пФ), включенный параллельно C_H , увеличивает ёмкость контура. Его действие проявляется на верхней частоте диапазона. С помощью C_2 обеспечивается точное сопряжение в точке 3 (см. рисунок 4.9, б). Таким образом, включение конденсаторов C_1 и C_2 позволяет приблизить зависимость частоты контура гетеродина f_r к требуемой, но точное сопряжение при этом получается только в трех точках: 1, 2 и 3. На остальных частотах диапазона возникает ошибка сопряжения, которая приводит к тому, что преселектор оказывается расстроенным относительно частоты сигнала f_c на величину Δf , вследствие чего ухудшается чувствительность радиоприёмника. В связи с этим максимально допустимая величина ошибки сопряжения не должна превышать половины полосы пропускания преселектора:

$$\Delta f_{\text{доп}} = \Pi_{\text{прес}} / 2. \quad (4.15)$$

В зависимости от способа получения напряжения гетеродина преобразователи частоты выполняются по схемам с отдельным или совмещенным гетеродином. Схемы ПЧ с совмещенным гетеродином (рисунок 4.10) обычно применяются в радиовещательных приёмниках относительно низкого класса на диапазонах ДВ и СВ. В схеме на рисунке 4.10 контур гетеродина, включенный в цепь базы транзистора, связан с коллекторной цепью с помощью трансформаторной связи (катушки L_4 и L_5). Напряжение промежуточной частоты выделяется на двухконтурном фильтре в коллекторной цепи транзистора.

ПЧ с отдельным гетеродином (рисунок 4.11), позволяющие получить более высокую стабильность и устойчивость в работе, применяются в приёмниках более высокого класса.

Напряжение сигнала в смесителе обычно подается на базовый электрод транзистора, так как при этом получается более высокий коэффициент преобразования. Напряжение гетеродина может подаваться как на базовый, так и на эмиттерный электроды транзистора. При подаче его на базовый электрод контур гетеродина в меньшей степени шунтируется входной проводимостью транзистора, что выгодно с точки зрения стабилизации частоты гетеродина. Однако при этом усиливается взаимосвязь контуров гетеродина и преселектора, увеличивается глубина обратной связи по промежуточной частоте с выхода УСПЧ на вход ПЧ, что приводит к искажению резонансной характеристики тракта промежуточной частоты и в некоторых случаях к самовозбуждению.

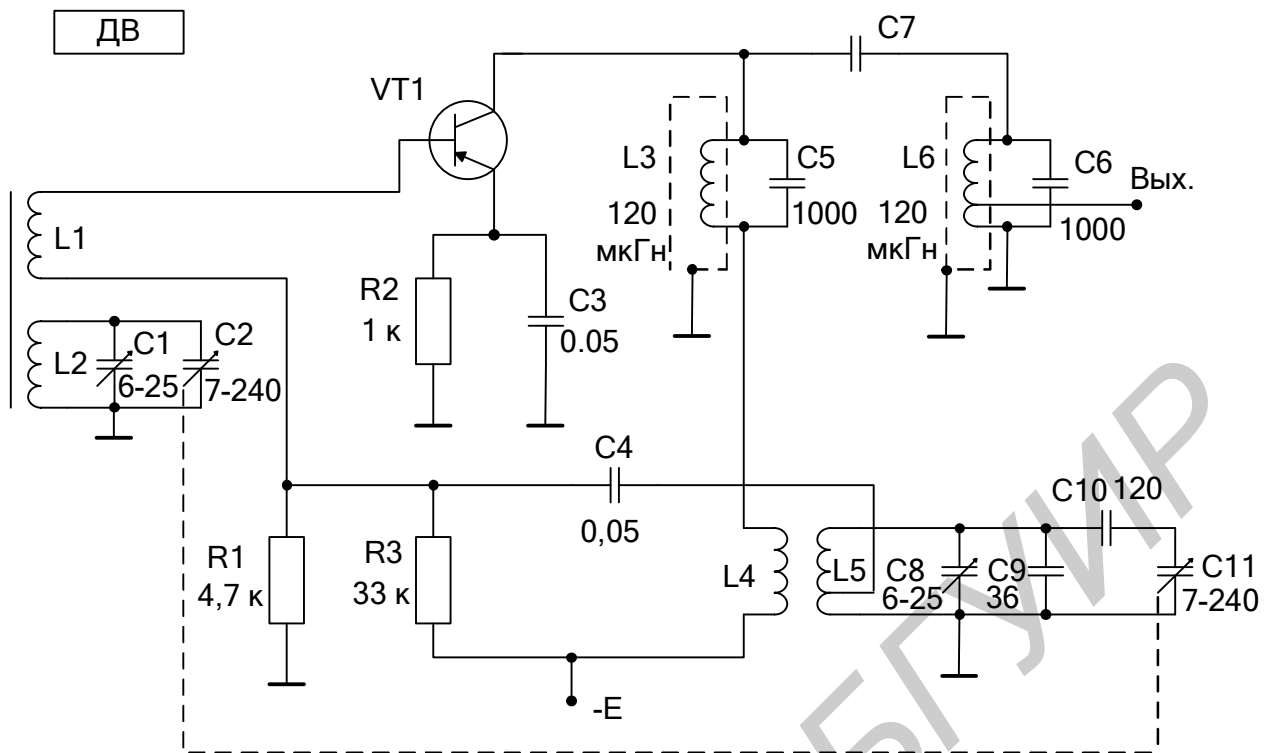


Рисунок 4.10

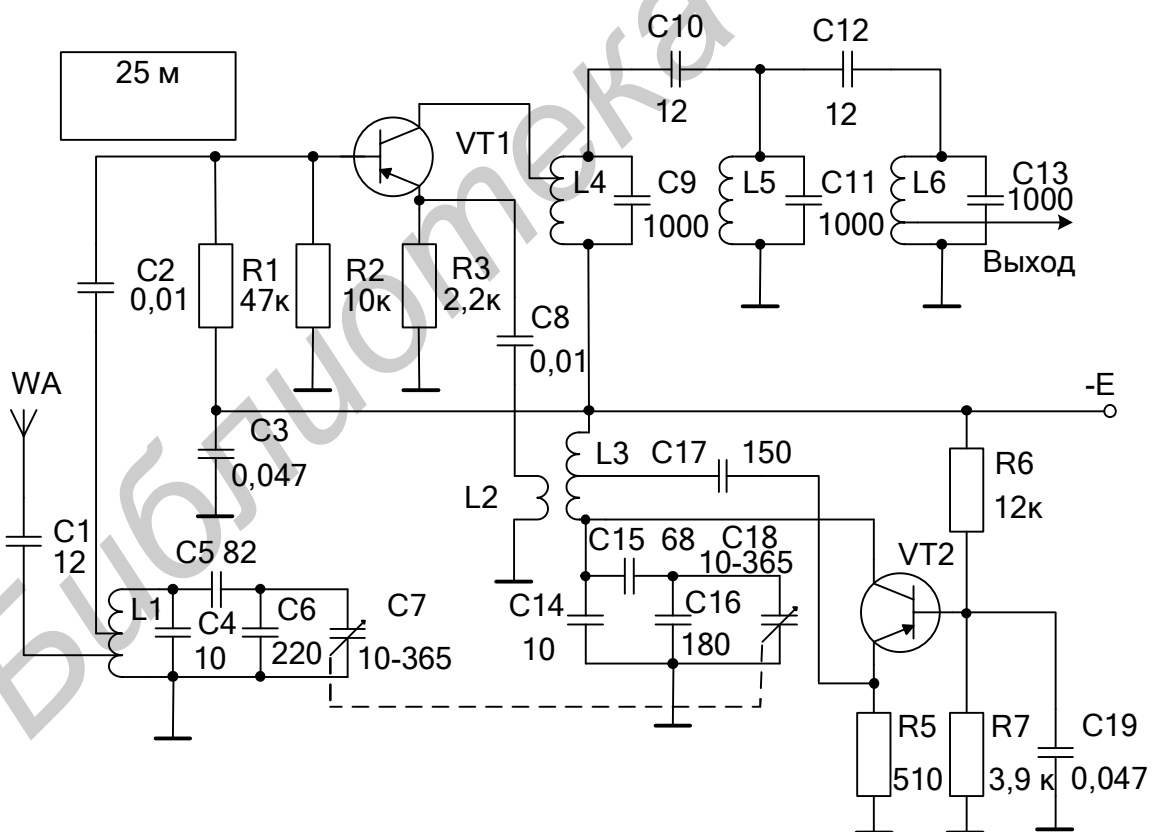


Рисунок 4.11

4.2 Описание лабораторного макета

Лабораторный макет (рисунок 4.12) позволяет исследовать транзисторные ПЧ по схемам с отдельным и совмещенным гетеродином. Переключение соответствующих схем производится с помощью переключателя SA1. В положении «1» переключателя VI транзистор VT1 работает в усилительном режиме. Нагрузкой является трехконтурный фильтр сосредоточенной избирательности (ФСИ), настроенный на промежуточную частоту 465 кГц.

Входной сигнал подается на входные гнезда «Вх.1» от высокочастотного генератора Г4-221 и поступает на базу транзистора VT1. С помощью переменного резистора R1 можно регулировать постоянную составляющую тока эмиттера I_e транзистора VT1, величина которой контролируется с помощью миллиамперметра.

Выходные гнезда «Вых.1» и «Вых.2» предназначены для измерения напряжения на базе транзистора VT1 и на выходе ФСИ.

В положении «2» переключателя SA1 транзистор VT1 работает в режиме преобразования частоты. Роль отдельного гетеродина в этом случае выполняет второй высокочастотный генератор Г4-221, который подключается к гнездам «Вх.2». Напряжение гетеродина через конденсатор C9 подается на эмиттер транзистора.

При исследовании схемы с совмещенным гетеродином переключатель SA1 устанавливается в положение «3». Совмещенный гетеродин выполнен по схеме индуктивной трёхточки. Напряжение сигнала посредством индуктивной связи поступает во входной контур L2, C3...C5 и далее на базу VT1. Перестройка входного контура и гетеродина (L4, C16...C19) осуществляется с помощью сдвоенного конденсатора переменной емкости (КПЕ) C4, C19. Катушка L3 выполняет функции катушки связи. Переключатель SA2 позволяет исследовать погрешность сопряжения настроек входного и гетеродинного контуров. В положении «2» переключателя SA2 к входному контуру подключается конденсатор C6, ёмкость которого можно изменять независимо от блока КПЕ (двухручная настройка).

В положении «3» переключателя SA2 к контуру гетеродина подключается ёмкость C20, срывающая колебания гетеродина, что позволяет исследовать резонансную характеристику входной цепи и её сопряжение с контуром гетеродина.

В работе используются два генератора высокочастотных сигналов Г4-221, милливольтметр (МВ) ВЗ – 38, осциллограф С1-73.

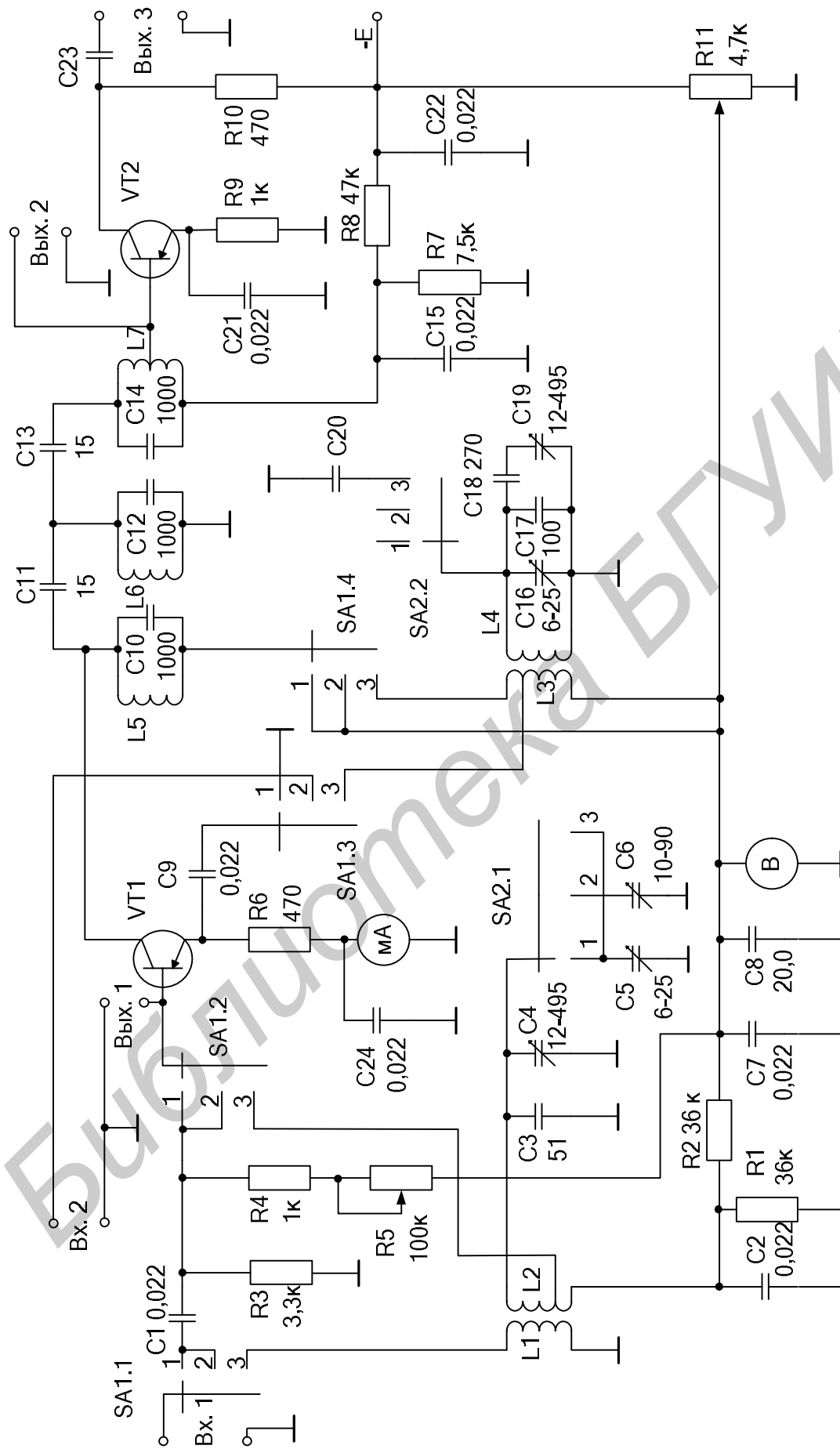


Рисунок 4.12

4.3 Порядок проведения работы

4.3.1 Исследование каскада в усилительном режиме

1 Включить лабораторную установку, генератор Г4-221, милливольтметр, осциллограф. Переключатель SA1 поставить в положение «1». Установить на выходе генератора модулированное напряжение с частотой 465 кГц. Величина напряжения сигнала – 3 мВ, глубина модуляции $m=30\%$. Подключить ГС1 к входу «Вх.1», МВ – «Вых.3». Потенциометр R11 установить в крайне правое положение, потенциометром R5 отрегулировать эмиттерный ток транзистора VT1, установив его равным $I_3 = 0,4$ мА. Подстроить частоту генератора по максимальному показанию милливольтметра и определить частоту настройки ФСИ (промежуточную частоту $f_{п.ч}$).

2 Просмотреть и зарисовать осциллограммы напряжений на «Вых.2» и «Вых.3».

3 Определить коэффициент усиления K_2 каскада на транзисторе VT2 по показаниям милливольтметра, подключаемого к гнездам «Вых.3» и «Вых.2». Зная входное напряжение $U_{вх}$, равное выходному напряжению генератора, определить коэффициент усиления K_1 каскада с ФСИ.

4 Снять амплитудно-частотную характеристику каскада, изменяя частоту генератора и одновременно измеряя напряжение на выходе макета («Вых.3»). Частоту сигнала необходимо изменять, начиная от значений, при которых величина выходного напряжения будет равна $U_{вых} = 0,1 \cdot U_{вых0}$, до $U_{вых} = U_{вых0}$, где $U_{вых0}$ – величина выходного напряжения на резонансной частоте. Частота сигнала изменяется в обе стороны от резонансной частоты. Частотную характеристику удобно снимать, предварительно пронормировав её по напряжению $U_{вых0}$. Для этого на резонансной частоте f_0 с помощью аттенюатора ГС1 на «Вых.3» устанавливается напряжение $U_{вых0} = 100$ мВ. Построить график амплитудно-частотной характеристики. Определить полосу пропускания на уровне 0,1 и на уровне 0,7. Рассчитать коэффициент прямоугольности $K_{пр}$.

5 Подстроить частоту ГС1 по максимальному показанию милливольтметра. Изменяя потенциометром R5 ток эмиттера транзистора VT1 в пределах от 0,1 до 2,0 мА, снять зависимость выходного напряжения от тока эмиттера $U_{вых} = f(I_3)$. Построить график.

4.3.2 Исследование ПЧ с отдельным гетеродином

1 Включить ГС2 Г4-221. Переключатель SA1 поставить в положение «2». Установить частоту сигнала ГС1 $f_c = 200$ кГц, уровень сигнала 3 мВ. Рассчитать частоту гетеродина (ГС2) по формуле $f_r = f_c + f_{п.ч}$, где $f_{п.ч}$ – точное значение резонансной частоты ФСИ, найденное при выполнении предыдущего

раздела. На ГС2 установить сигнал с частотой f_{Γ} и напряжением $U_{\Gamma} = 100$ мВ. Подключить ГС1 на «Вх.1», ГС2 на «Вх.2». Подстроить частоту f_{Γ} по максимальному показанию вольтметра. Отключая по очереди напряжение сигнала и гетеродина, убедиться в наличии преобразования частоты сигнала. Определить выходное напряжение и, используя значение K_2 из п.3 и величину $U_{\text{вхс}} = 3$ мВ, рассчитать коэффициент передачи ПЧ $K_{\text{п.ч}}$. Сравнить $K_{\text{п.ч}}$ с величиной K_1 в усилительном режиме.

2 Просмотреть осциллограммы входного и выходного напряжений при включенной модуляции $m = 30\%$ и её выключении. Изменяя частоту гетеродина, проследить изменение частоты канала приёма.

3 SA1 – «2». Снять зависимость $U_{\text{вых}} = f(I_3)$ при напряжениях гетеродина $U_{\Gamma} = 100, 50$ мВ. Величину I_3 изменять в пределах от 0,1 до 2,0 мА. Характеристики $U_{\text{вых}} = f(I_3)$ для режимов усиления и преобразования частоты построить на одном графике.

4 SA1 – «2»; $U_{\Gamma} = 20$ мВ; $I_3 = 0,4$ мА. Поддерживая $I_3 = 0,4$ мА с помощью потенциометра $R5$, снять зависимость $U_{\text{вых}}(U_{\Gamma})$ для следующих значений U_{Γ} : 20, 50, 100, 200, 300 мВ.

5 SA1 – «2»; $U_{\text{вх}} = 3$ мВ; $f_{\Gamma} = 100$ кГц; $U_{\Gamma} = 100$ мВ; $I_3 = 0,4$ мА. Рассчитать следующие значения частот каналов приёма:

$$f_c = f_{\Gamma} - f_{\text{п.ч}}; f_{\text{з.к}} = f_{\Gamma} + f_{\text{п.ч}}; f_{\text{п.ч}}/2; f_c/2; f_{\text{з.к}}/2; f'_{c1} = 2 \cdot f_{\Gamma} - f_{\text{п.ч}};$$

$$f'_{c2} = 2 \cdot f_{\Gamma} + f_{\text{п.ч}}; f'_{c3} = (2 \cdot f_{\Gamma} - f_{\text{п.ч}})/2; f'_{c4} = (2 \cdot f_{\Gamma} + f_{\text{п.ч}})/2.$$

Записать рассчитанные значения частот каналов приёма в верхнюю строчку (f'_c) таблицы 4.1.

Таблица 4.1

| | Частоты каналов приёма | | | | | | | | | |
|-------------------------------|------------------------|------------------|------------------|--------------------|-----------|-----------|---------|--------------------|-----------|-----------|
| | f_c | $f_{\text{з.к}}$ | $f_{\text{п.ч}}$ | $f_{\text{п.ч}}/2$ | f'_{c1} | f'_{c2} | $f_c/2$ | $f_{\text{з.к}}/2$ | f'_{c3} | f'_{c4} |
| $f'_c, \text{кГц}$ | | | | | | | | | | |
| $U_{\text{вх}f_c}, \text{мВ}$ | | | | | | | | | | |

Установить частоту ГС1, равную рассчитанному значению частоты полезного сигнала f_c ; подстроить частоту гетеродина по максимальному показателю МВ; установить такое напряжение на входе смесителя $U_{\text{вх}f_c}$, при котором $U_{\text{вых}} = 20$ мВ, определить $U_{\text{вх}f_c}$ по показаниям аттенюатора ГС1. Устанавливая по очереди частоты дополнительных каналов f'_c и подстраивая ГС1 по максимальному показанию МВ, отмечать по его аттенюатору уровни $U_{\text{вх}f_c}$ на этих

частотах, соответствующие $U_{\text{ВЫХ}}=20$ мВ. Значения $U_{\text{ВХ},f_c}$ записать в таблицу 4.1. По результатам измерений построить диаграмму (см. рисунок 4.5).

4.3.3 Исследование ПЧ с совмещенным гетеродином

1 МВ – «Вых.1»; SA1, SA2 – «3», $U_{\text{ВХ}} = 20$ мВ. Для четырёх значений угла поворота α ручки C4, C19, приведенных в таблице 4.2, измерить зависимости частоты настройки f_0 выходного напряжения $U_{\text{ВХ.ВЦ}}$ и полосы пропускания $\Pi_{\text{ВЦ}}$ входной цепи от угла α . Зависимости $U_{\text{ВХ.ВЦ}} = f(\alpha)$ и $\Delta f_{\text{ДОП}} = f(\alpha)$ объединить попарно на графиках с зависимостями $U_{\text{ВЫХ}}(\alpha)$ и $\Delta f_{\text{ДОП}}(\alpha)$, которые будут измерены в пункте 3 (таблица 4.3).

Таблица 4.2

| α° | 180 | 120 | 60 | 0 |
|-------------------------------|-----|-----|----|---|
| f_0 , МГц | | | | |
| $U_{\text{ВЫХ.ВЦ}}$, мВ | | | | |
| $\Pi_{\text{ВЦ}}$, кГц | | | | |
| $\Delta f_{\text{ДОП}}$, кГц | | | | |

2 SA1 – «3»; C4, C19 – «90°»; R11 – крайне правое положение; $U_{\text{ВХ}} = 40$ мВ; МВ – «Вых.1». Определить величину емкости C5 по следующей методике: SA2 – «1»; определить частоту настройки входной цепи; SA2 – «2»; не изменяя частоту ГС, подстроить контур входной цепи ёмкостью C6; определить угол поворота β_0 ручки C6 и по графику C6(β) (рисунок 4.13) определить значение емкости $C6(\beta_0) = C5$.

3 SA2 – «2»; SA1 – «3», R11 – крайнее правое положение; МВ – «Вых.3»; $U_{\text{ВХ}} = 3$ мВ. Ручку C4, C19 установить в положение $\alpha = 180^\circ$; изменяя частоту ГС, добиться максимального показания МВ, подстроить контур входной цепи конденсатором C6 и записать результаты измерений (частоту ГС f_c , выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ отсчет β по шкале C6) в таблицу 4.3. Аналогичные измерения провести для остальных значений α .

По графику (рисунок 4.13) определить значения емкости C6, соответствующие точному сопряжению. Рассчитать зависимость $\Delta C(\alpha)$, которая показывает, на какую величину необходимо было бы изменить ёмкость C5 в схеме одноручной настройки (SA2 – «1»), чтобы добиться точного сопряжения при данном угле α .

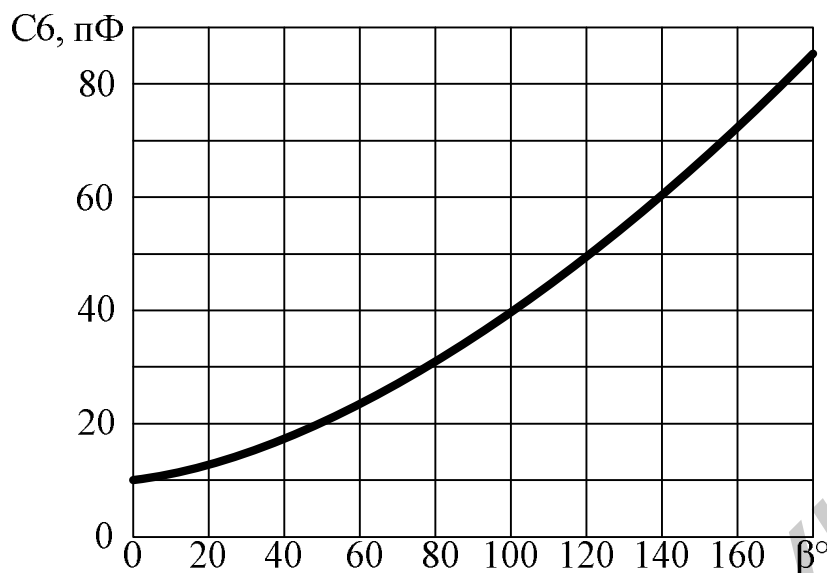


Рисунок 4.13

Таблица 4.3

| α° | 180 | 160 | 140 | 120 | 100 | 80 | 60 | 40 | 20 | 0 |
|--------------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|----|----|----|----|---|
| f_c , МГц | | | | | | | | | | |
| $U_{\text{ВЫХ}}$, мВ | | | | | | | | | | |
| β° | | | | | | | | | | |
| C_6 , пФ | | | | | | | | | | |
| $\Delta C = C_6 - C_5$, пФ | | | | | | | | | | |
| Δf , кГц | | | | | | | | | | |

Рассчитать зависимость $\Delta f(\alpha) = (f_0 - f_c)$ и сравнить её с зависимостью $\Delta f_{\text{доп}}(\alpha)$. Сделать выводы о качестве сопряжения.

4 SA2 – «1»; SA1 – «3»; $C_4, C_{19} = 0^\circ$. Измерить селективность по зеркальному $S_{з.к}$ и прямому $S_{п.ч}$ каналам при настройке на максимальную частоту диапазона $f_{\text{макс}}$: определить величины входных напряжений на частоте полезного сигнала $U_{\text{ВХ}} f_c$, зеркального $U_{\text{ВХ}} f_{з.к}$ и прямого $U_{\text{ВХ}} f_{п.ч}$ каналов, необходимые для получения на зажимах «Вых.3» выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}} = 20$ мВ; рассчитать селективность по формулам

$$S_{з.к} (\text{дБ}) = 20 \cdot \lg(U_{\text{ВХ}} f_{з.к} / U_{\text{ВХ}} f_c),$$

$$S_{п.ч} (\text{дБ}) = 20 \cdot \lg(U_{\text{ВХ}} f_{п.ч} / U_{\text{ВХ}} f_c)$$

5 SA2 – «1»; SA1 – «3»; $C_4; C_{19}$ – «180°». Измерить величины $S_{з.к}$ и $S_{п.ч}$ при настройке на $f_{\text{мин}}$. Сравнить величины селективности на разных частотах настройки и объяснить полученные результаты.

4.4 Контрольные вопросы

- 1 С какой целью в приёмнике проводится преобразование частоты?
- 2 Достоинств и недостатки супергетеродинных радиоприёмников по сравнению с приёмниками прямого усиления.
- 3 Виды основных мешающих каналов радиоприёму.
- 4 В каких каскадах радиоприёмников осуществляется избирательность по соседнему и дополнительным мешающим каналам?
- 5 Каким образом вид частотной характеристики тракта промежуточной частоты сказывается на качестве воспроизведения сигнала.
- 6 Что такое «зеркальный канал», в чем состоит его опасность для супергетеродина.
- 7 Что необходимо сделать для повышения избирательности по соседнему каналу?
- 8 Назовите меры повышения избирательности по зеркальному и другим мешающим каналам.
- 9 Для чего применяются режекторные фильтры в преселекторах РПрУ?
- 10 Из каких соображений выбирается величина промежуточной частоты в РПрУ?
- 11 Почему возникает необходимость в сопряжении контуров гетеродина и преселектора?
- 12 Какова функция конденсатора, включаемого параллельно конденсатору настройки в схеме гетеродина? Какова функция последовательного конденсатора?
- 13 Что такое «ошибка сопряжения» и на что она влияет? Какие меры можно предложить для её уменьшения?
- 14 Назовите основные виды схем преобразователей частоты, применяемых в РПрУ.
- 15 Почему напряжение входного сигнала в смесителе подается на базу транзистора, а напряжение гетеродина – на эмиттер?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №5 «ДЕТЕКТОРЫ АМ СИГНАЛОВ»

Цель работы: изучить основные свойства детекторов АМ сигнала.

5.1 Краткие теоретические сведения

Детектированием называется процесс преобразования высокочастотного модулированного сигнала в напряжение, изменяющееся по закону модуляции. Каскад приёмника, в котором происходит процесс детектирования, называется детектором.

Амплитудно-модулированный сигнал имеет сложный спектральный состав. В простейшем случае при чисто гармоническом законе модуляции (рисунок 5.1,а) в состав спектра входят три составляющие: f_0 , $f_0 - F$, $f_0 + F$ (рисунок 5.1,б).

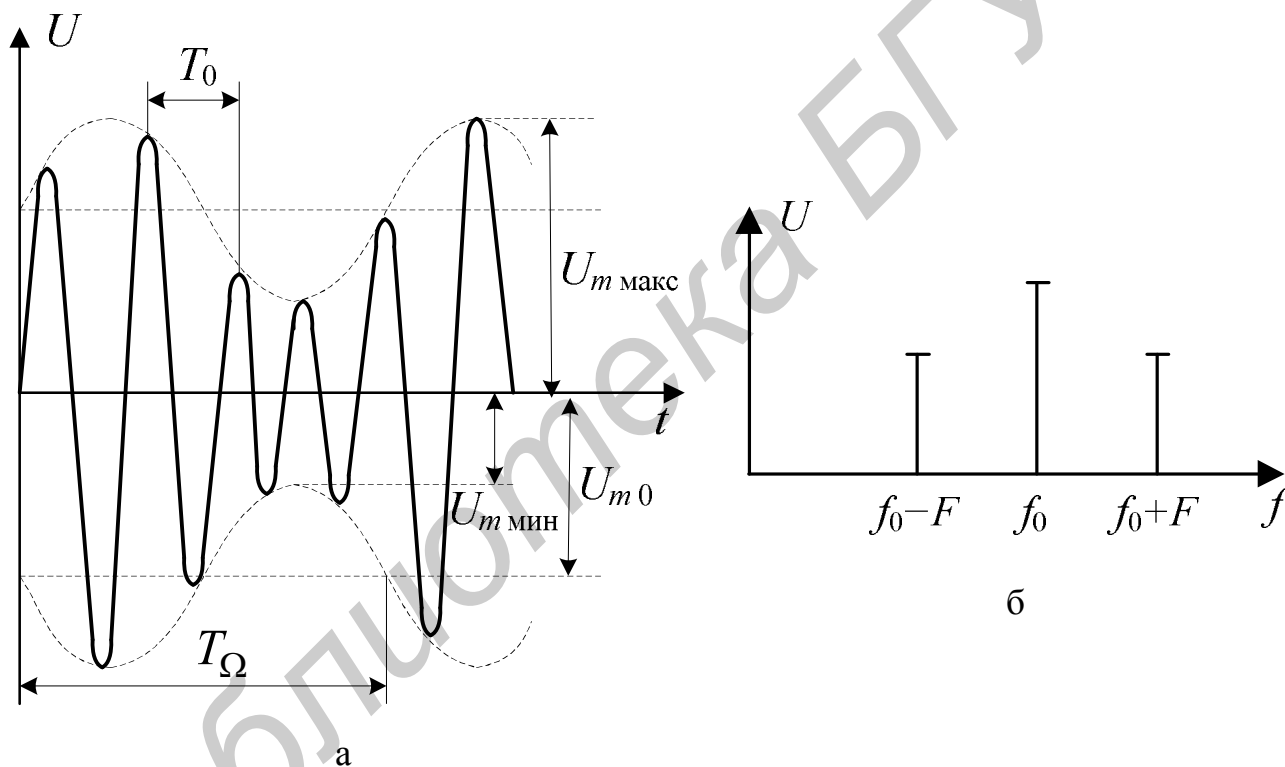


Рисунок 5.1

При этом в нем отсутствует составляющая с частотой F , отображающая закон модуляции. Поэтому процесс детектирования невозможно осуществить линейной системой без изменения спектра (например с помощью фильтра). При детектировании необходимо изменить спектр амплитудно-модулированного колебания таким образом, чтобы в нем появилась составляющая с частотой F . Такой процесс может осуществляться только в нелинейных или параметрических системах. В связи с этим для осуществления детектирования необходимо применять нелинейные элементы, т. е. элементы с нелинейной передаточной характеристикой. В качестве такого элемента может быть использован диод

или транзистор. В современных радиоприёмных устройствах чаще всего применяется диодное детектирование.

Принципиальная схема диодного последовательного амплитудного детектора (АД) приведена на рисунке 5.2.

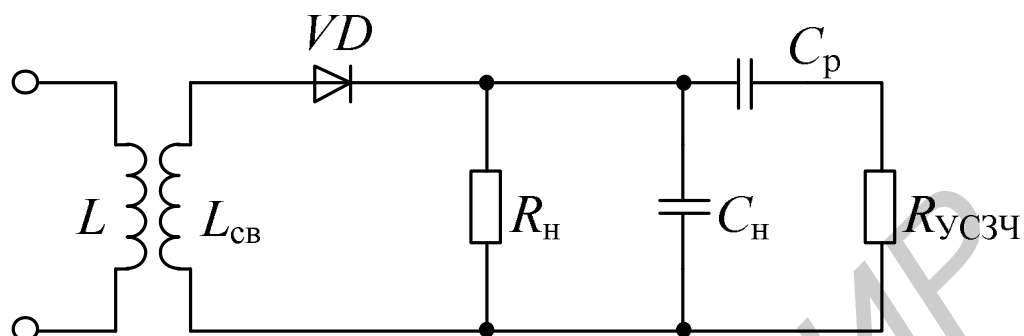


Рисунок 5.2

Основными элементами АД являются нелинейный элемент (диод VD) и нагрузка R_H , C_H . На схеме показаны также сопротивление, эквивалентное входному сопротивлению усилителя сигналов звуковой частоты (УСЗЧ) $R_{УСЗЧ}$, разделительный конденсатор C_p и катушка связи $L_{св}$, с помощью которой детектор подключается к колебательному контуру каскада усилителя сигналов промежуточной частоты.

Если к отдельно взятому диоду приложить синусоидальное напряжение с постоянной амплитудой $U = U_m \cdot \cos(\omega t)$ (рисунок 5.3, участок $(0...t_1)$), то в его цепи возникает пульсирующий ток, величина импульсов которого неизменна во времени. Этот ток можно представить в виде суммы постоянной и ряда переменных составляющих

$$i = I_0 + I_1 \cdot \cos(\omega t) + I_2 \cdot \cos(2\omega t) + I_3 \cdot \cos(3\omega t) + \dots \quad (5.1)$$

где I_0 – постоянная составляющая или среднее значение выпрямленного тока; I_1, I_2, I_3 – амплитуды первой и высших гармоник тока.

При увеличении амплитуды входного напряжения (участок $t_1...t_2$, рисунок 5.3) возрастает амплитуда импульсов тока, что приводит к увеличению его постоянной составляющей I_0 .

Для выделения выпрямленного напряжения в схеме детектора последовательно с диодом включается сопротивление нагрузки R_H . Чтобы повысить эффективность детектирования, параллельно R_H подключается конденсатор C_H . Величина емкости C_H выбирается таким образом, чтобы её сопротивление токам высокой частоты было значительно меньше сопротивления R_H . Одновременно её величина должна в несколько раз превосходить ёмкость диода. Поэтому на нагрузке выделяется только выпрямленное напряжение $U_0 = I_0 \cdot R_H$.

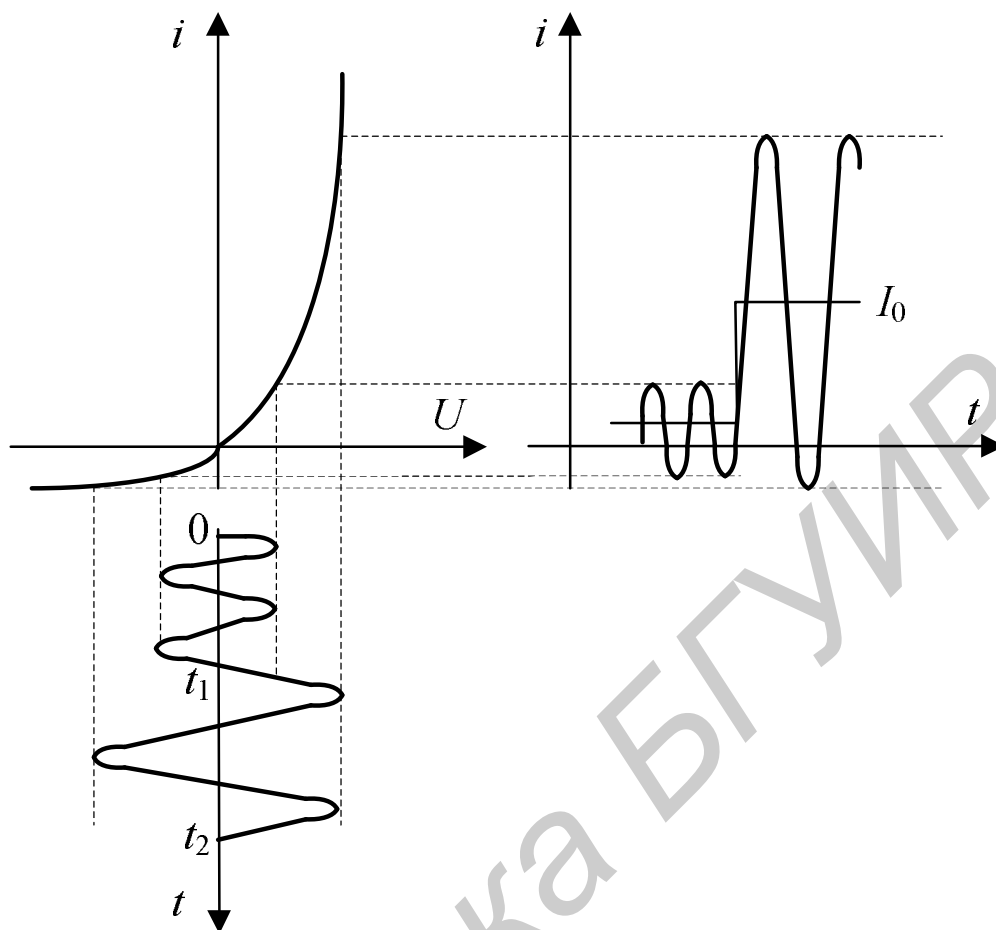


Рисунок 5.3

Это напряжение приводит к смещению влево рабочей точки диода. Величина смещения зависит от амплитуды входного сигнала.

При подаче на вход детектора модулированного напряжения высокой частоты (рисунок 5.4) амплитуда импульсов тока изменяется во времени по закону изменения амплитуды подводимого напряжения, что приводит и к соответствующему изменению среднего значения выпрямленного тока.

Такой ток можно представить как сумму постоянного тока и переменного тока низкой частоты. Соответствующее ему выпрямленное напряжение складывается с входным сигналом и является причиной нарушения симметрии правой и левой огибающих сигнала, поступающего на диод. Сигнал на контуре остается при этом симметричным, т.к. его форма определяется источником сигнала.

Выпрямленное напряжение на нагрузке детектора состоит, таким образом, из постоянного напряжения и переменного напряжения модулирующей частоты. Величина постоянного напряжения зависит от уровня входного сигнала и изменяется при его изменении. Если его непосредственно подать на вход УСЗЧ, то это может привести к изменению режима работы по постоянному току первого каскада УСЗЧ и ухудшению его характеристик. Поэтому в схему детекто-

ра включается разделительный конденсатор C_p , через который на вход УСЗЧ поступает только переменное напряжение низкой частоты.

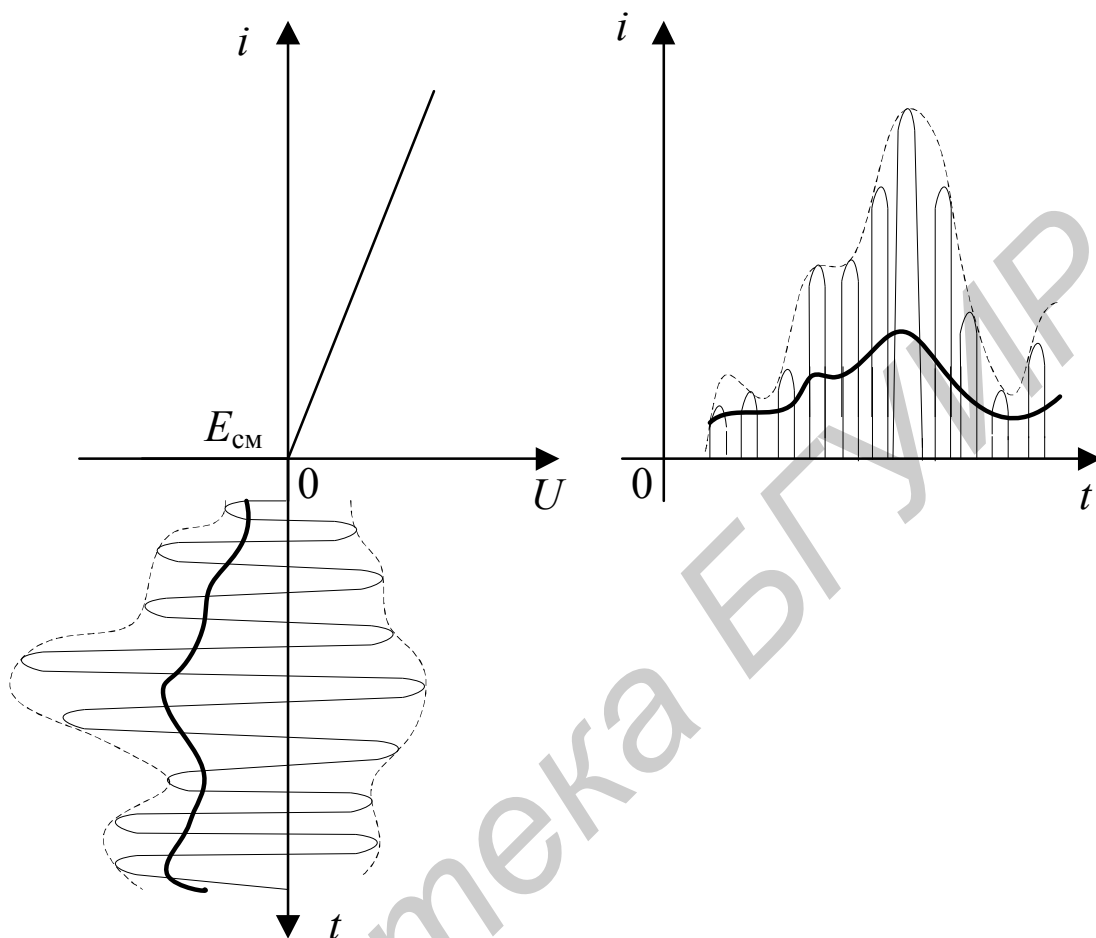


Рисунок 5.4

Работа детектора оценивается следующими основными характеристиками.

1 Детекторная характеристика – зависимость I_0 или соответствующего напряжения $U_0 = I_0 \cdot R_H$ от амплитуды входного сигнала.

2 Коэффициент передачи детектора – отношение амплитуды U_{mf} выходного низкочастотного напряжения к амплитуде огибающей входного сигнала U_m :

$$K_d = \frac{U_{mf}}{m \cdot U_{m0}}, \quad (5.2)$$

где m – коэффициент модуляции,

U_{m0} – амплитуда несущего колебания.

3 Коэффициент частотных искажений – отношение коэффициента передачи детектора $K_{дFcp}$ на средней модулирующей частоте F_{cp} к соответ-

вующему коэффициенту передачи $K_{д F_{сн}}$ на нижней F_H или верхней F_B модулирующих частотах:

$$M_H = \frac{K_{д F_{ср}}}{K_{д F_H}}, \quad M_B = \frac{K_{д F_{ср}}}{K_{д F_B}}. \quad (5.3)$$

Частотные искажения, вносимые детектором, оцениваются по частотной характеристике, показывающей зависимость коэффициента передачи $K_{д}$ от частоты модуляции F при постоянстве коэффициента глубины модуляции M и амплитуды напряжения несущей частоты:

$$K_{д} = f(F). \quad (5.4)$$

4 Нелинейные искажения возникают в связи с появлением высших гармонических составляющих модулирующей частоты в спектре выходного сигнала и оцениваются коэффициентом гармоник:

$$K_{г} = \frac{\sqrt{U_{2F}^2 + U_{3F}^2 + \dots}}{U_F}, \quad (5.5)$$

где U_F , U_{2F} , U_{3F} – соответственно амплитуды 1-й, 2-й и 3-й гармонических составляющих звуковой частоты.

5 Входное сопротивление детектора определяется как отношение амплитуды входного сигнала к амплитуде первой гармоники входного тока высокой частоты:

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_1}. \quad (5.6)$$

Кроме того, работа детектора оценивается также коэффициентом фильтрации высокочастотного напряжения, равным отношению амплитуды напряжений высокой частоты на выходе детектора к амплитуде напряжения высокой частоты на его входе. Уменьшение коэффициента фильтрации позволяет повысить устойчивость работы приёмника.

Детекторная характеристика $I_0 = f(U_m)$ имеет явно выраженный нелинейный (квадратичный) характер в своем начале при малых уровнях напряжения и линейна при больших сигналах. Поэтому если входное напряжение мало, то прорабатывается нелинейный начальный участок характеристики, при больших амплитудах входного сигнала его огибающая находится на её линейном участке. От уровня $U_{вх}$ зависят качественные показатели детектора. Различают два режима работы АД: режим слабого сигнала ($U_{вх} < (0,2 \dots 0,3) В$) и режим сильного сигнала ($U_{вх} > 0,3 В$). Эти режимы отличаются по своим качественным показателям.

Рассмотрим работу детектора в различных режимах:

1 В режиме сильного сигнала на конденсаторе C_H за счет его заряда выпрямленным током создается напряжение смещения $E_{см}$ (см. рисунок 5.4), которое прикладывается к диоду в обратной полярности. В результате в части пе-

риода колебаний высокой частоты диод оказывается закрытым. Возникает отсечка тока диода, характеризуемая углом отсечки θ . При больших величинах R_H

$$\theta = 3 \sqrt[3]{\frac{3 \cdot \pi}{S \cdot R_H}}, \quad (5.7)$$

где S – крутизна вольт-амперной характеристики диода;
 R_H – сопротивление нагрузки.

Коэффициент передачи в режиме сильного сигнала

$$K_d = \cos(\theta). \quad (5.8)$$

Если $\theta \rightarrow 0$, то $K_d \rightarrow 1$. Поэтому для увеличения K_d надо уменьшать угол отсечки θ , для чего следует увеличивать R_H .

Так как в режиме сильного сигнала диод открыт только в течение незначительной части периода высокочастотного колебания, а большую часть периода закрыт, входное сопротивление детектора относительно велико и определяется выражением

$$R_{вх} \approx R_H / 2. \quad (5.9)$$

Величину входного сопротивления детектора желательно увеличивать, т.к. при этом уменьшается его шунтирующее действие на колебательный контур усилителя промежуточной частоты. Согласно (5.9), для увеличения входного сопротивления следует увеличивать R_H . Кроме того, на величину $R_{вх}$ оказывает влияние обратное сопротивление диода $R_{обр}$. Для увеличения $R_{вх}$ надо выбирать диоды с большим обратным сопротивлением.

Для уменьшения частотных искажений следует уменьшать величину C_H и увеличивать C_p .

Нелинейные искажения в АД вызываются тремя причинами.

Во-первых, при глубокой модуляции ($M = 0,8 \dots 0,9$) в момент нижнего пика модуляции (рисунок 5.5) прорабатывается нелинейный начальный участок детекторной характеристики, что может привести к искажению формы низкочастотного сигнала. Эти искажения можно уменьшить увеличением амплитуды входного сигнала, а также увеличением сопротивления нагрузки R_H . При увеличении R_H ($R_{H1} < R_{H2} < R_{H3}$, см. рисунок 5.5) происходит спрямление начального участка детекторной характеристики, что позволяет уменьшить искажения.

Во-вторых, при большой постоянной времени нагрузки $\tau = R_H \cdot C_H$ на верхних модулирующих частотах выходное напряжение может не повторять форму огибающей из-за большого времени разряда конденсатора C_H через сопротивление R_H . Для уменьшения искажений этого вида надо уменьшать постоянную времени, т.е. уменьшать R_H и C_H . Нелинейные искажения, вызван-

ные этой причиной, будут малы, если глубина модуляции АМ-сигнала не превышает величины:

$$m \leq m_{кр1} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2 \cdot \pi \cdot F \cdot R_H \cdot C_H)^2}}. \quad (5.10)$$

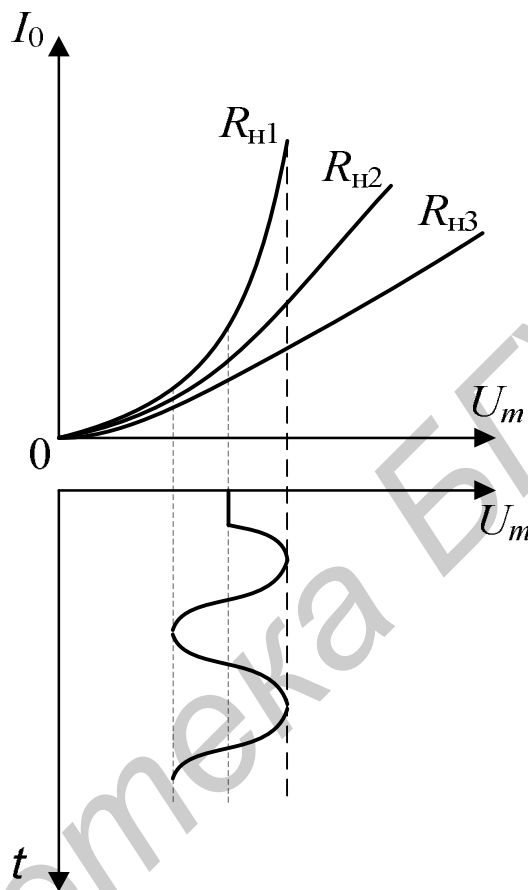


Рисунок 5.5

В-третьих, при относительно небольшой величине входного сопротивления УСЗЧ, сравнимого с сопротивлением R_H , начинают сказываться зарядно-разрядные процессы в цепи $C_p - R_{УСЗЧ}$. При заряде конденсатора C_p на нем образуется напряжение, которое в обратной полярности прикладывается к диоду. В течение некоторой части периода огибающей сигнала напряжение на этой емкости может превысить высокочастотное напряжение, в результате чего диод оказывается запертым и возникает отсечка низкочастотного тока.

При глубине модуляции, определяемой из выражения

$$M \leq M_{кр2} = \frac{R_{УСЗЧ}}{R_{УСЗЧ} + R_H}, \quad (5.11)$$

эти искажения, вызванные разницей нагрузок АД по переменному и постоянному току, будут малы.

Данный вид искажений можно уменьшить путем увеличения входного сопротивления УСЗЧ или уменьшением сопротивления нагрузки R_H . В обоих случаях уменьшение напряжения на конденсаторе и C_p достигается уменьшением тока его заряда. Однако уменьшение сопротивления R_H приводит к уменьшению входного сопротивления детектора, что нежелательно. Для снижения этих искажений применяется также схема с разделенной нагрузкой (рисунок 5.6).

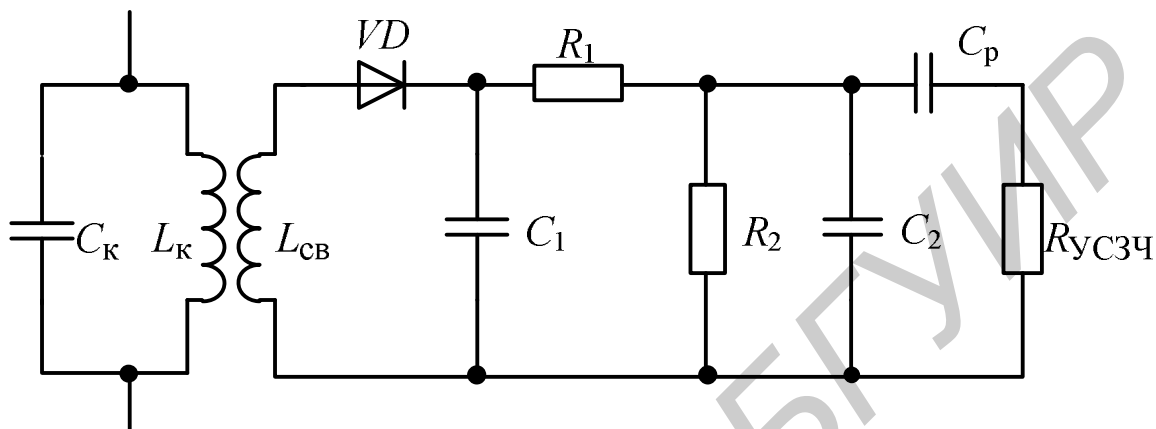


Рисунок 5.6

В этой схеме сопротивление R_H разделяется на два сопротивления (R_1 и R_2), и шунтирующее влияние $R_{УСЗЧ}$ на R_H значительно снижается. Последовательное включение R_1 позволяет уменьшить напряжение заряда C_p , прикладываемое к диоду. В этой схеме одновременно улучшается фильтрация высокочастотного напряжения.

Однако эта схема из-за наличия резистивного делителя напряжения имеет уменьшенный коэффициент передачи.

Таким образом, величины сопротивления R_H и емкости C_H по-разному влияют на характеристики детектора. Поэтому при выборе элементов нагрузки АД необходим комплексный учет их влияния на его качественные показатели.

2 В режиме слабого сигнала величина напряжения заряда конденсатора C_H очень мала, $E_{см}$ стремится к нулю и диод работает практически без отсечки анодного тока. Детекторная характеристика в этом режиме имеет квадратичную форму. Поэтому АД, работающий в режиме слабого сигнала, называют также квадратичным в отличие от линейного АД в режиме сильного сигнала. По этой же причине нелинейные искажения здесь значительно возрастают и оцениваются по формуле

$$K_{\Gamma} = \frac{m}{4}. \quad (5.12)$$

Коэффициент передачи детектора зависит от амплитуды входного сигнала и возрастает прямо пропорционально с увеличением.

Так как в режиме слабого сигнала диод работает без отсечки анодного тока и не запирается, то входное сопротивление детектора мало и равно внутреннему сопротивлению открытого диода.

Таким образом, в связи с лучшими качественными показателями в приёмниках предпочтительнее использование режима сильного сигнала.

Помимо диодных АД могут быть использованы и транзисторные детекторы. На рисунке 5.7 представлена схема транзисторного АД на основе схемы с общим эмиттером, которая имеет название коллекторного детектора.

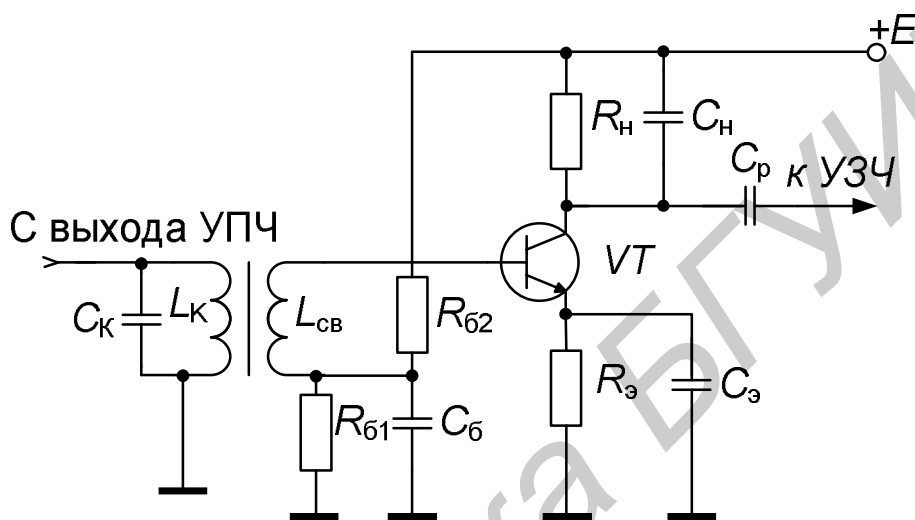


Рисунок 5.7

Коэффициент передачи транзисторного коллекторного АД для модулированного сигнала может значительно превышать единицу. Недостатком такого детектора являются большие нелинейные искажения.

5.2 Описание лабораторного макета

Лабораторный макет (рисунок 5.8) позволяет исследовать диодный АД в различных режимах (сильного и слабого сигналов), а также транзисторный АД. Переключение соответствующих схем осуществляется с помощью переключателя SA1. Напряжение сигнала промежуточной частоты подается на вход АД через зажимы «Вх.1».

При исследовании диодного АД в режиме сильного сигнала переключатель SA1 устанавливается в положение «2». В этом случае схема АД содержит контур $L2 - C5$, связанный с источником сигнала через катушку связи $L1$, диод $VD1$, сопротивление нагрузки $R16 - R20$, ёмкости нагрузки $C12, C14, C20$. Выходное напряжение АД снимается с выходных зажимов «Вых.3», входное напряжение АД измеряется на зажимах «Вых.1».

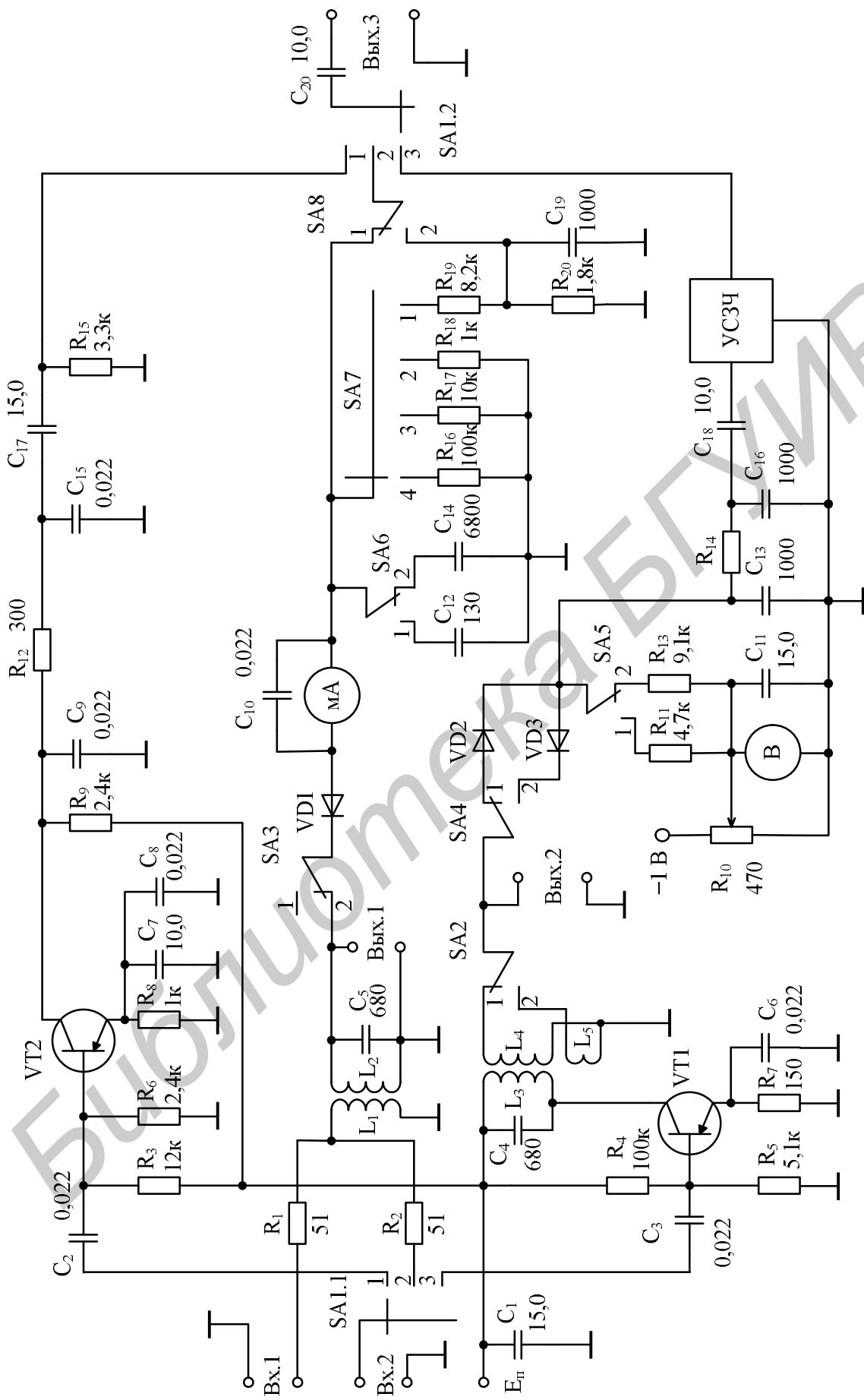


Рисунок 5.8

При снятии детекторных характеристик величина входного напряжения контролируется на зажимах «Вых.1», а выпрямленного тока – миллиамперметром, имеющим пределы измерения «0,1», «1», «10» и «30» мА. Переключатель SA3 дает возможность исследовать влияние АД на параметры контура $L2 - C5$ и измерить входное сопротивление детектора. С помощью переключателей SA6, SA7 можно изменять параметры нагрузки R_H (SA7) и C_H (SA6). Для исследования влияния разделенной нагрузки на нелинейные искажения переключатель SA8 должен быть поставлен в положение «2», а переключатель SA7 в положение «1».

При исследовании диодного АД в режиме слабого сигнала переключатель SA1 устанавливается в положение «3». В этом случае схема содержит резонансный каскад УСПЧ на транзисторе VT1 с коэффициентом усиления $K_0 = 10$, диод VD2 или VD3, сопротивление нагрузки R11, R13, ёмкость нагрузки C13, фильтр R14–C16, двухкаскадный УСЗЧ с коэффициентом усиления $K_{УСЗЧ} = 50$. Назначение УСЗЧ – повысить уровень выходного напряжения до значения, требуемого для нормальной работы измерителя нелинейных искажений (ИНИ).

При необходимости с помощью потенциометра R10 на диод может быть подано начальное смещение $U_{см}$, величина которого контролируется вольтметром (предел шкалы 1 В).

С помощью переключателя SA2 можно изменять степень связи АД с контуром $L3 - C4$. Переключатель SA4 предусмотрен для возможности выяснения влияния разброса параметров диодов VD2 и VD3 на качественные показатели АД. С помощью переключателя SA5 можно изменить величину сопротивления нагрузки АД.

При исследовании транзисторного АД переключатель SA1 устанавливается в положение «1». Схема АД содержит транзистор VT2, ёмкость нагрузки АД C9, сопротивление коллекторной нагрузки R9, фильтр в цепи коллектора R12, C15, цепь связи с УСЗЧ C17, R15. Выходное напряжение снимается с зажимов «Вых.3».

В работе используются: генератор сигналов высокочастотный (ГСВ) Г4-221, генератор сигналов низкочастотный (ГСН) Г3-109, измеритель нелинейных искажений (ИНИ) С6-5 (С6-7), милливольтметр (МВ) В3-38, осциллограф С1-73.

5.3 Порядок проведения работы

5.3.1 Исследование диодного АД в режиме сильного сигнала

1 Включить лабораторную установку и контрольно-измерительную аппаратуру. Поставить переключатели в следующие положения: SA1, SA3, SA6 – «2»; SA7 – «3», SA8 – «1». С ГСВ Г4-221 на «Вх.1» подать немодулированное напряжение величиной 100 мВ с частотой 465 кГц. Милливольтметр подклю-

чить к зажимам «Вых.2». Изменяя частоту генератора, подстроить генератор по максимальному показанию милливольтметра.

2 Включить на ГСВ внутреннюю модуляцию 1000 Гц, установить глубину модуляции $M = 30\%$. Зарисовать осциллограммы напряжений на зажимах «Вых.1» и «Вых.3». Просмотреть осциллограммы напряжений на зажимах «Вых.1» и «Вых.3» при изменении частоты модуляции (400...1000 Гц) и глубины модуляции.

3 Снять детекторную характеристику $I_0 = f(U_m)$. Для этого отключить модуляцию и, устанавливая последовательно значения входного напряжения АД (на зажимах «Вых.1») $U_{вх} = 0,5; 1; 2; 3$ В, измерить значения постоянной составляющей тока I_0 , протекающего через диод. Построить график.

Аналогичные измерения произвести для положения «2» переключателя SA7.

4 Измерить коэффициент передачи АД. Включить внутреннюю модуляцию $F = 1000$ Гц, $M = 30\%$. Установить на входе детектора (зажимы «Вых.1») напряжение $U_{вх0} = 1,12$ В, что соответствует амплитудному значению $U_{m0} = 3,0$ В. Измерить выходное низкочастотное напряжение («Вых.3») $U_{вых F}$, рассчитать соответствующее ему амплитудное значение $U_{mF} = \sqrt{2} \cdot U_{вых F}$. Определить коэффициент передачи детектора по формуле (5.2).

5 SA8 – «1»; SA1, SA3 – «2»; SA7 – «3»; МВ – «Вых.3». Для двух положений переключателя SA6 снять частотную характеристику детектора. Осуществить внешнюю модуляцию высокочастотного сигнала ГСВ низкочастотным напряжением ГСН ГЗ-109 с глубиной модуляции $M = 30\%$. Подстроить частоту ГСВ. Установить на входе детектора $U_{вх0} = 2$ В. Изменяя частоту низкочастотного генератора в пределах от 50 Гц до 10 кГц и поддерживая неизменной глубину модуляции, снять частотную характеристику $U_{вых F} = f(F)$. Отключить внешнюю модуляцию, выключить генератор ГЗ-109.

5.3.2 Исследование диодного АД в режиме слабого сигнала

1. На «Вх.1» подать немодулированный сигнал величиной $U_{ГСВ} = 0,8$ В; $M = 20\%$. Установить переключатели в следующие положения: SA1 – «3»; SA2 – «2»; SA4, SA5 – «1». Напряжение смещения установить равным нулю (R10 – в крайнее левое положение). К гнездам «Вых.2» подключить МВ и подстроить частоту ГСВ по максимальному показанию вольтметра. Включить внутреннюю модуляцию: $F = 1000$ Гц, $M = 30\%$.

Измерить зависимость коэффициента передачи АД от величины входного сигнала $K_d = f(U_{вх})$. Устанавливая последовательно на выходе ГСВ напряже-

ние 2, 3, 5, 10 и 20 мВ, измерить соответствующие им напряжения $U_{\text{ВХ}}$ (в гнездах «Вых.2») и $U_{\text{ВЫХ } F}$ («Вых.3»). Коэффициент передачи рассчитывается по формуле

$$K_{\text{д}} = \frac{U_{\text{ВЫХ } F}}{M \cdot U_{\text{ВХ}} \cdot K_{\text{УСЗЧ}}}, \quad (5.13)$$

где $U_{\text{ВЫХ } F}$ – выходное низкочастотное напряжение детектора;

$U_{\text{ВХ}}$ – напряжение на входе детектора;

$M = 0,3$;

$K_{\text{УСЗЧ}} = 50$.

Построить график. По графику определить область, в пределах которой $K_{\text{д}}$ зависит от $U_{\text{ВХ}}$ по линейному закону (область слабого сигнала).

2 SA5 – «2» ($R_{\text{Н}} = 9,1 \text{ кОм}$); $U_{\text{ГСВ}} = 5 \text{ мВ}$. Измерить коэффициент передачи и сравнить с предыдущим измерением.

3 SA5 – «1». $U_{\text{ГСВ}} = 8 \text{ мВ}$; МВ – «Вых.2»; ИНИ – «Вых.3». Измерить коэффициент гармоник для двух значений M : $M = 40\%$ и $M = 60\%$. Сравнить результат измерения с величинами, полученными по формуле (5.12).

4 Установить $M = 40\%$ и измерить значение $K_{\text{Г}}$ для $U_{\text{ГСВ}} = 10; 20 \text{ мВ}$. Используя дополнительно значение $K_{\text{Г}}$ для $U_{\text{ГСВ}} = 8 \text{ мВ}$ ($M = 40\%$) из предыдущего пункта и значение коэффициента усиления каскада УСПЧ $K_0 = 10$, построить зависимость $K_{\text{Г}} = f(U_{\text{ВХ}})$

5.3.3 Исследование транзисторного АД

1 Подать на «Вх.1» сигнал $U_{\text{ГСВ}} = 30 \text{ мВ}$ на частоте $f_{\text{с}} = 465 \text{ кГц}$. Частота модуляции $F = 1000 \text{ Гц}$, глубина модуляции $M = 40\%$, Переключатель SA1 – положение «1», МВ – «Вых.3». Изменяя напряжение на входе детектора $U_{\text{ГСВ}} = U_{\text{ВХ}}$ в пределах от 30 до 300 мВ, снять зависимость $U_{\text{ВЫХ } F} = f(U_{\text{ВХ}})$.

По формуле (5.2) рассчитать зависимость коэффициента передачи транзисторного АД от величины входного напряжения $U_{\text{ВХ}}$. Построить график.

2 Для тех же значений $U_{\text{ВХ}}$ снять зависимость коэффициента гармоник $K_{\text{Г}}$ от входного напряжения $K_{\text{Г}} = f(U_{\text{ВХ}})$.

5.4 Контрольные вопросы

1 Каково назначение детектора в РПрУ?

2 Нарисовать схему диодного АМ-детектора, объяснить назначение элементов.

- 3 Из каких соображений выбирается величина емкости конденсатора C_H ?
- 4 Чем вызвана необходимость включения в схему разделительного конденсатора C_p ?
- 5 Чем характеризуются передаточные характеристики детектора?
- 6 Что такое «частотные искажения» и чем они определяются в детекторе?
- 7 Что такое «нелинейные искажения» и как они определяются?
- 8 Из каких соображений следует выбирать величину входного сопротивления детектора?
- 9 В чем состоит принципиальное отличие режимов сильного и слабого сигналов?
- 10 От чего зависит величина коэффициента передачи детектора в режимах сильного и слабого сигналов? Нарисуйте общий график зависимости коэффициента передачи от амплитуды входного сигнала для обоих режимов одновременно.
- 11 Чему равно входное сопротивление детектора в режимах сильного и слабого сигналов? Какими физическими процессами объясняется их различие?
- 12 Назовите причины возникновения нелинейных искажений в режимах слабого и сильного сигналов?
- 13 Объясните процесс возникновения нелинейных искажений, связанных с инерционностью нагрузки детектора. Каким образом их можно уменьшить?
- 14 Нарисуйте схему детектора с разделенной нагрузкой. Каково её назначение? В чем состоят её достоинства и недостатки?
- 15 Какой режим работы, сильного или слабого сигнала, предпочтительнее для использования в РПрУ и почему?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №6 «СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ»

Цель работы: изучить основные методы регулировки усиления в транзисторных радиоприёмниках и исследовать их свойства.

6.1 Краткие теоретические сведения

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) применяется для защиты приёмника от перегрузок и замираний при значительных изменениях амплитуды входного сигнала. Задачей АРУ является обеспечение в таких условиях относительного постоянства выходного напряжения (рисунок 6.1).

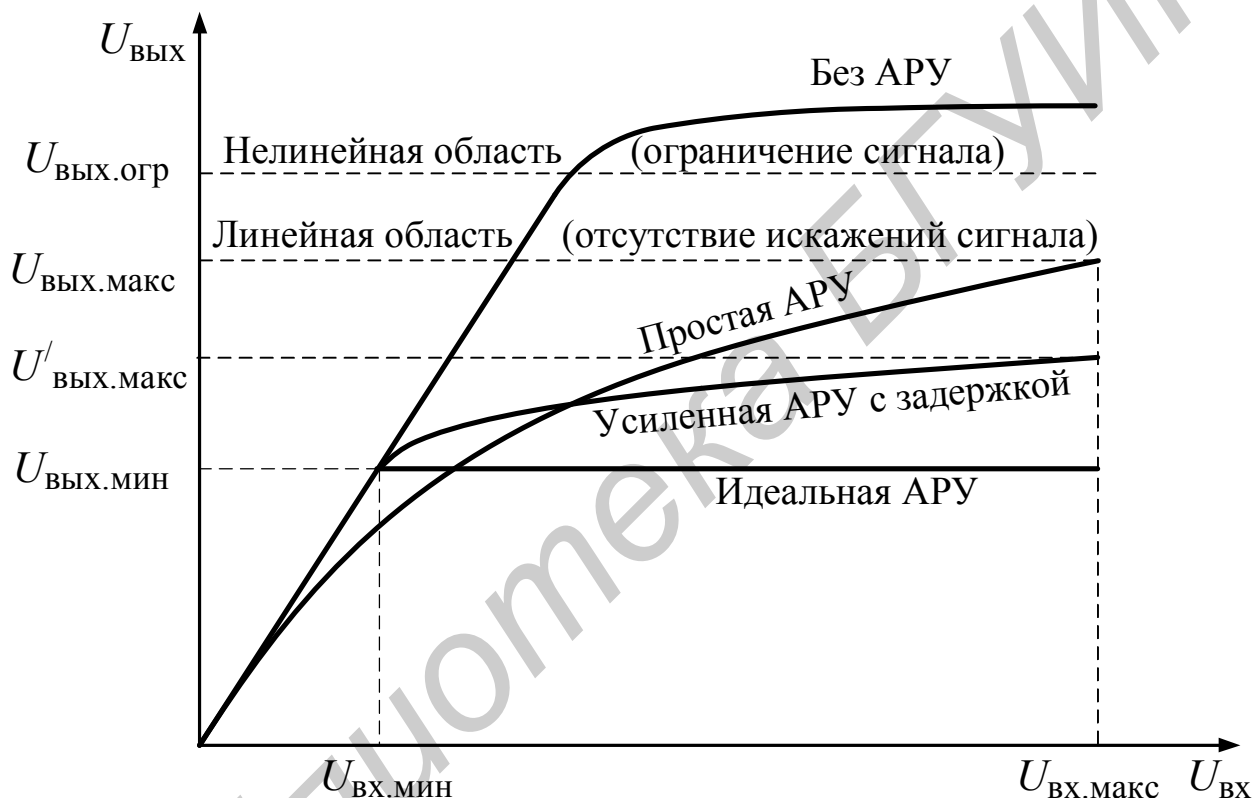


Рисунок 6.1

Действие АРУ характеризуется относительным изменением выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ приёмника при соответствующем относительном изменении напряжения на его входе $U_{\text{ВХ}}$ с помощью параметров m и p :

$$m = U_{\text{ВХ.МАКС}} / U_{\text{ВХ.МИН}}, \quad p = U_{\text{ВЫХ.МАКС}} / U_{\text{ВЫХ.МИН}}.$$

В радиовещательных приёмниках при $p = 8 \dots 12$ дБ величина m равна 26 дБ в приёмниках второй группы сложности и $m = 60$ дБ – высшей. В профессиональных приёмниках величина m может достигать значений $100 \dots 120$ дБ.

В радиоприёмных устройствах обычно используются системы АРУ с обратной связью (регулировка «назад»). Напряжение с выхода усилителя сигналов промежуточной частоты (рисунок 6.2) поступает в цепь управления, со-

держашую выпрямитель (детектор АРУ) и фильтр, после которого иногда включают усилитель постоянного тока.

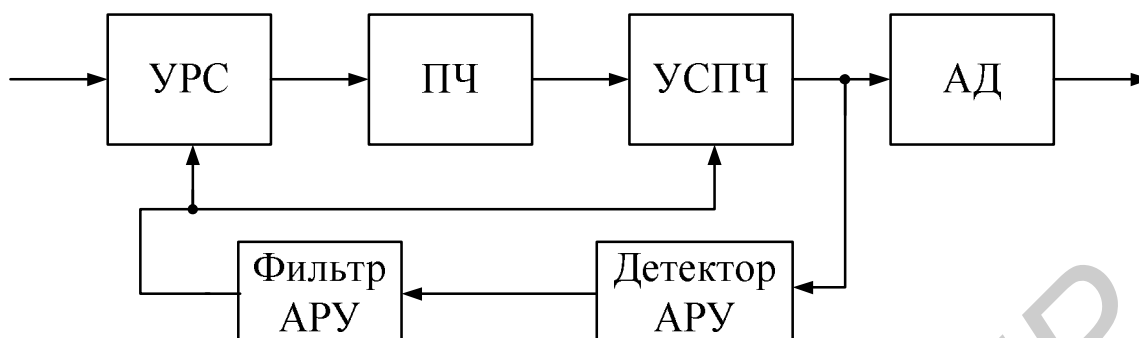


Рисунок 6.2

Управляющее напряжение поступает на регулируемые каскады. Регулировка обычно осуществляется в тех каскадах приёмника, где амплитуда сигнала невелика. Это объясняется тем, что регулировка при большом сигнале приводит к значительным нелинейным искажениям огибающей АМ-сигнала. Как правило, регулировка усиления производится в УРС и первых каскадах УСПЧ. Преобразователь частоты не регулируется, так как в противном случае возникают большие перекрестные искажения.

Используют несколько способов регулировки усиления транзисторных усилителей: 1) изменение режима транзистора по постоянному току; 2) применение управляемых аттенуаторов; 3) изменение глубины обратной связи по переменному току. Наибольшее применение находят схемы регулировки путём изменения режима транзистора по постоянному току.

Режимная регулировка усиления может производиться либо изменением тока эмиттера, либо изменением напряжения на коллекторе. В реальной схеме увеличение тока эмиттера $I_э$ и, следовательно, тока коллектора, т. к. $I_к \approx I_э$, приводит к уменьшению напряжения между коллектором и эмиттером $U_{к.э}$ за счёт увеличения падения постоянного напряжения на сопротивлении $R_э$ в цепи эмиттера и нагрузке в цепи коллектора (на $R_к$ в резистивных каскадах, на сопротивлении $R_ф$). Одновременное изменение $I_э$ и $U_{к.э}$ приводит к тому, что зависимость $K = f(I_э, U_{к.э})$ имеет форму кривой, показанной на рисунке 6.3. При этом в области $I_{э1} < I_э < I_{э2}$ коэффициент усиления каскада практически не зависит от $I_э$.

Для АРУ могут быть использованы области $I_э < I_{э1}$ и $I_э > I_{э2}$. При $I_э < I_{э1}$ с увеличением $U_{вх}$ ток эмиттера должен уменьшаться (обратная регулировка – рисунок 6.4), при $I_э > I_{э2}$ с увеличением $U_{вх}$ ток эмиттера должен увеличиваться (прямая регулировка – рисунок 6.5).

При прямой регулировке, когда транзистор работает в режиме насыщения, пределы изменения коэффициента усиления определяются уже не только изменением проводимости Y_{21} , но и пределами изменения выходной проводимости транзистора g_{22} . В этом случае имеется наибольшая степень изменения коэффициента усиления при сравнительно небольшом изменении тока I_3 . Однако этот режим характеризуется более высоким (по сравнению с обратной регулировкой) уровнем нелинейных искажений. Кроме того, при прямой регулировке заметно изменяется выходная ёмкость C_{22} транзистора.

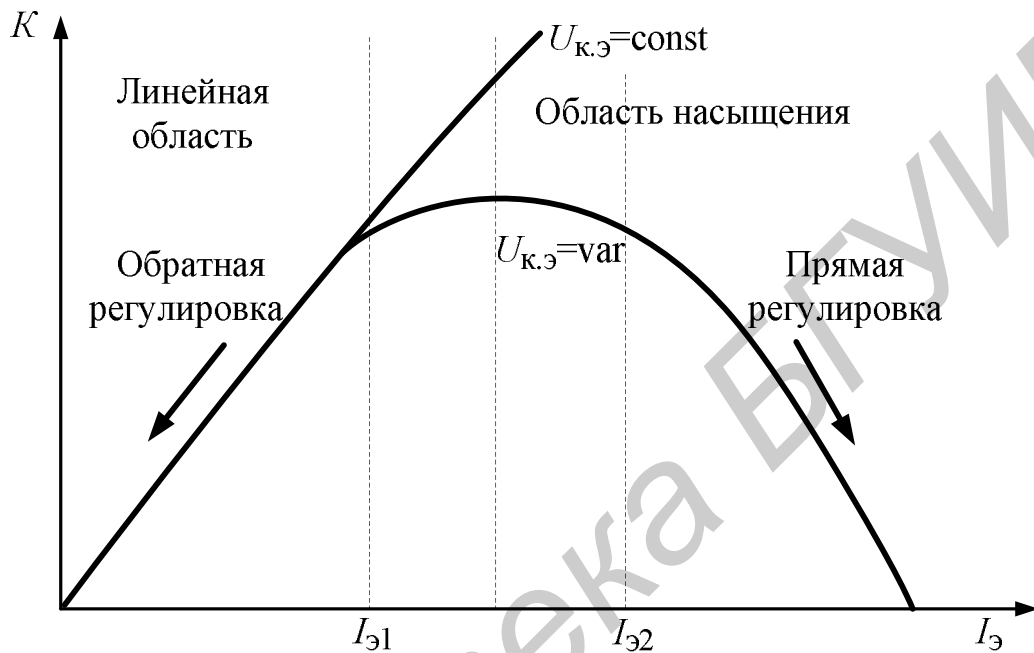


Рисунок 6.3

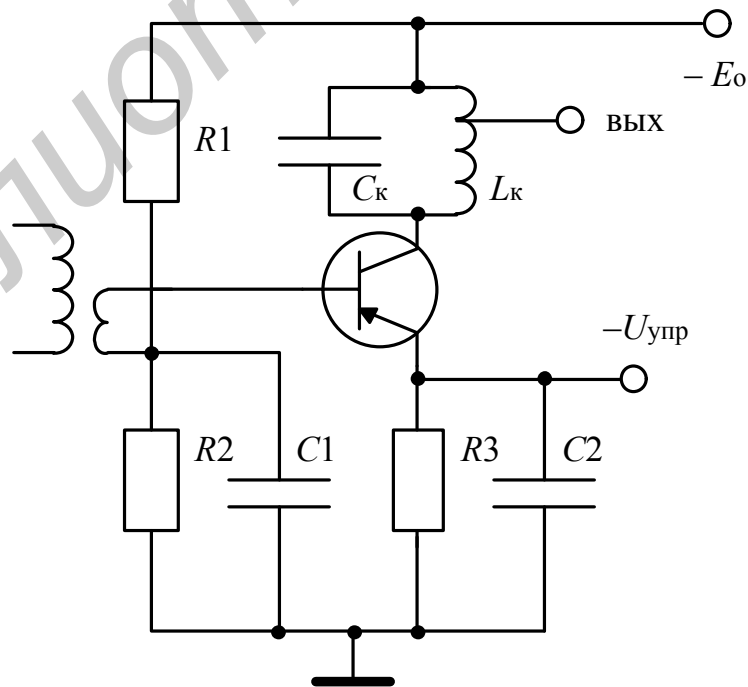


Рисунок 6.4

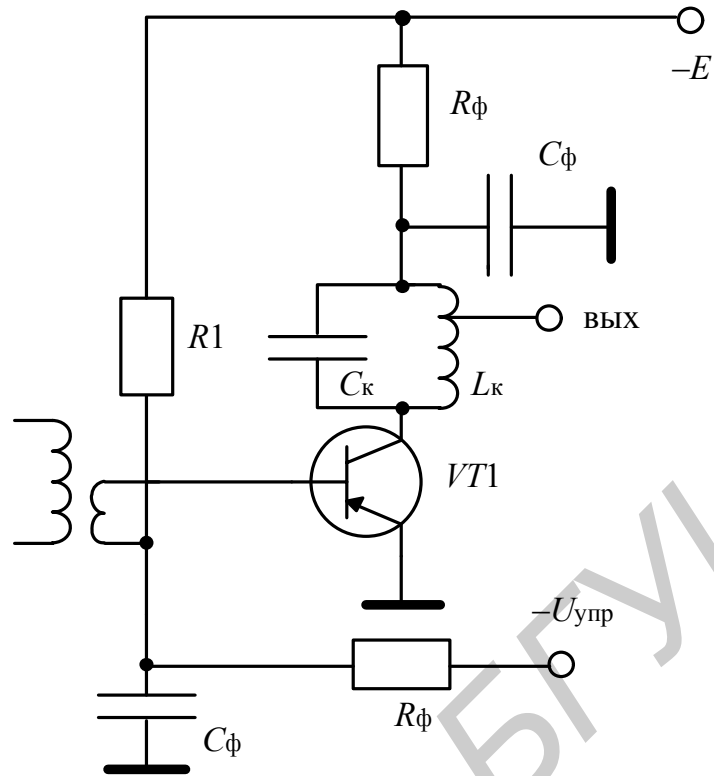


Рисунок 6.5

При использовании резонансной нагрузки частотная характеристика каскада будет изменяться в процессе регулировки усиления, причём тем сильнее, чем выше частота сигнала (или чем меньше отношение C_H/C_{22} , где C_H – ёмкость нагрузки). Поэтому прямая регулировка применяется довольно редко.

При использовании обратной регулировки проводимость Y_{21} , исключая область $I_3 \rightarrow 0$, в довольно широких пределах изменяется пропорционально току эмиттера I_3 .

Различают простые схемы АРУ и АРУ с задержкой. При простой АРУ регулировка усиления происходит не только при больших, но и при малых уровнях входного сигнала, что является её недостатком. В схемах с задержкой при слабых сигналах АРУ отключается и транзистор работает в режиме, позволяющем получить усиление, близкое к максимальному. Регулировка происходит при $U_{вх} > U_{вх.мин}$ (см. рисунок 6.1). Задержка осуществляется обычно путём подачи на детектор АРУ небольшого запирающего напряжения.

Изменение I_3 регулируемого каскада ведёт к изменению не только Y_{21} , но и остальных проводимостей транзистора. Для приближенной оценки можно считать, что Y_{11} , b_{11} и g_{11} прямо пропорциональны I_3 . Изменения b_{22} менее значительны, но зависимость b_{22} от I_3 имеет тот же характер.

Изменения входных и выходных проводимостей в процессе регулировки приводят к нежелательному изменению формы резонансной характеристики. При уменьшении тока I_3 полоса пропускания регулируемого

каскада с одиночным контуром сужается из-за уменьшения активных проводимостей, а частота настройки увеличивается из-за уменьшения ёмкостей C_{11} и C_{22} . Для стабилизации формы резонансной характеристики в процессе регулировки связь транзистора с контурами обычно ослабляется. Иногда во избежание резких искажений резонансной кривой контуры шунтируются активными сопротивлениями.

Изменение I_3 может быть достигнуто путём подачи управляющего напряжения как на базу, так и на эмиттер транзистора. При регулировке по эмиттеру (см. рисунок 6.4) увеличивается стабильность работы, но значительно повышается мощность, потребляемая от источника управления. В управляющей цепи приходится использовать транзисторный детектор либо усилитель постоянного тока, что является недостатком схемы. При подаче регулирующего напряжения на базу (см. рисунок 6.5) нужна сравнительно небольшая мощность, которая может быть получена непосредственно от детектора АРУ.

Управляющее напряжение $U_{упр}$ подаётся на регулируемый транзистор через фильтр АРУ ($R_{ф}$, $C_{ф}$ на рисунке 6.5), основное назначение которого заключается в фильтрации низкочастотного напряжения на выходе детектора АРУ. Постоянная времени фильтра $\tau_{ф} = R_{ф} \cdot C_{ф}$ обычно составляет 0,05...0,5 с. Увеличение $\tau_{ф}$ приводит к ухудшению регулировки при быстрых изменениях сигнала. С уменьшением $\tau_{ф}$ на вход УСПЧ попадает напряжение звуковой частоты, что может привести к уменьшению глубины модуляции сигнала, т.е. к его демодуляции.

Для увеличения эффективности АРУ в управляющую цепь после детектора вводят усилитель постоянного тока (усиленная АРУ). В качестве такого усилителя может быть использован отдельный резистивный каскад либо один из каскадов УСПЧ. В схеме на рисунке 6.6 (так называемая «эстафетная АРУ») управляющее напряжение подаётся на первый каскад. При изменении тока эмиттера изменяется величина напряжения на резисторе R_2 , при этом одновременно происходит изменение тока I_3 следующего каскада. Возможны и другие схемы эстафетной АРУ. Управляющее напряжение можно подавать на базу второго регулируемого каскада, а на базу транзистора первого каскада подавать напряжение с эмиттера транзистора второго каскада. При допустимых нелинейных искажениях в таких схемах можно получить $m = 40...45$ дБ при $p = 6...10$ дБ.

Регулировка усиления, осуществляемая изменением режима работы по постоянному току, несмотря на простоту выполнения схем, обладает существенными недостатками. К ним, помимо указанного изменения формы резонансной характеристики в процессе регулировки, относятся: 1) возникновение нелинейных искажений огибающей АМ-сигнала; 2) трудность осуществления надёжной температурной стабилизации, так как способы, с помощью которых добиваются температурной стабильности схемы, не дают возможности достичь максимальной эффективности регулировки.

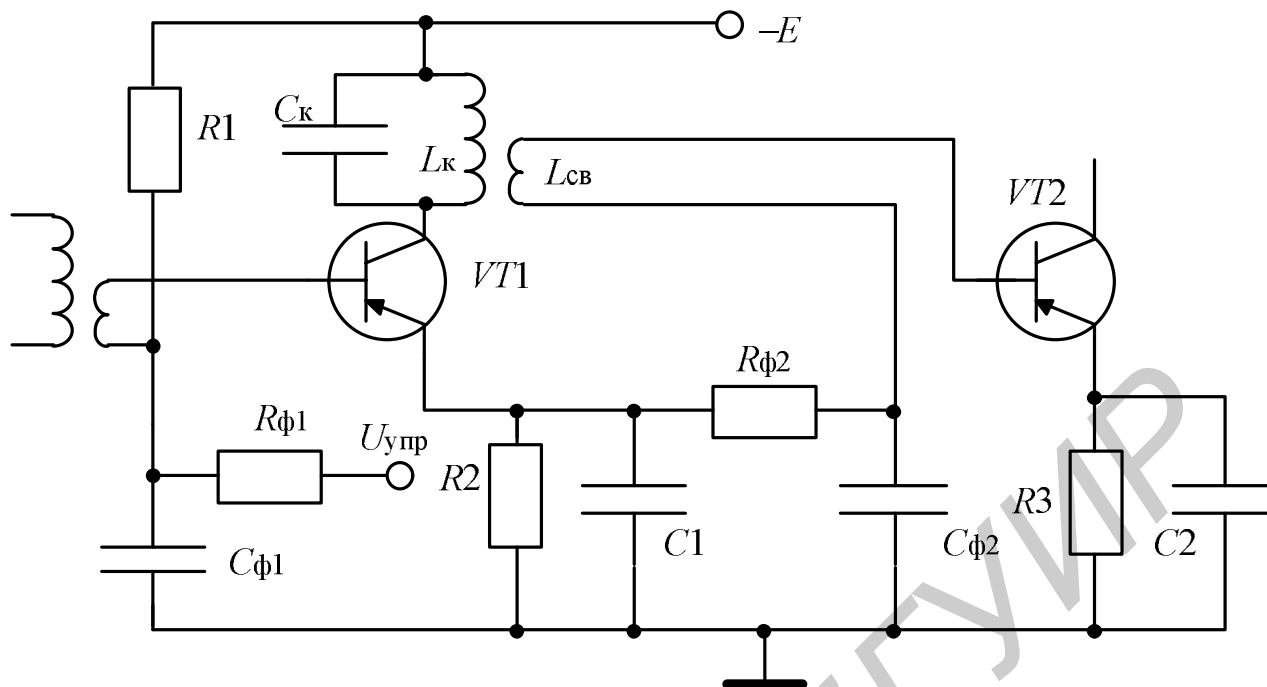


Рисунок 6.6

От указанных недостатков в значительной степени свободны два других способа регулировки, а именно: применение управляемых аттенюаторов и регулируемой обратной связи. При использовании этих методов положение рабочей точки транзисторов в процессе регулировки усиления остаётся неизменным.

Одна из возможных схем управляемого аттенюатора приведена на рисунке 6.7. В исходном режиме (при отсутствии сигнала) транзистор УПТ ($VT1$) закрыт и точка A имеет отрицательный потенциал по отношению к земле. Сопротивления $R1$ и $R2$ выбирают таким образом, чтобы потенциал точки B (по абсолютной величине) был меньше потенциала точки A . Тогда в исходном режиме диод $VD1$ будет открыт, а $VD2$ – закрыт. При увеличении сигнала транзистор УПТ отпирается и потенциал точки A φ_A уменьшается по абсолютной величине, что приводит к запирающему диода $VD1$, отпирающему диода $VD2$ и, соответственно, уменьшению коэффициента передачи аттенюатора.

Простейшая схема усилительного каскада с регулируемой обратной связью показана на рисунке 6.8. Здесь в эмиттерной цепи транзистора VT включены параллельно по переменному току постоянный резистор $R4$ и полупроводниковый диод VD . Дифференциальное сопротивление диода изменяется по величине в зависимости от управляющего напряжения. При малом сигнале на входе приёмника диод должен быть открыт, его сопротивление мало, глубина отрицательной обратной связи минимальна, а коэффициент усиления – максимален. По мере увеличения входного сигнала управляющее напряжение диод запирает, его дифференциальное сопротивление увеличивается, а коэффициент усиления уменьшается.

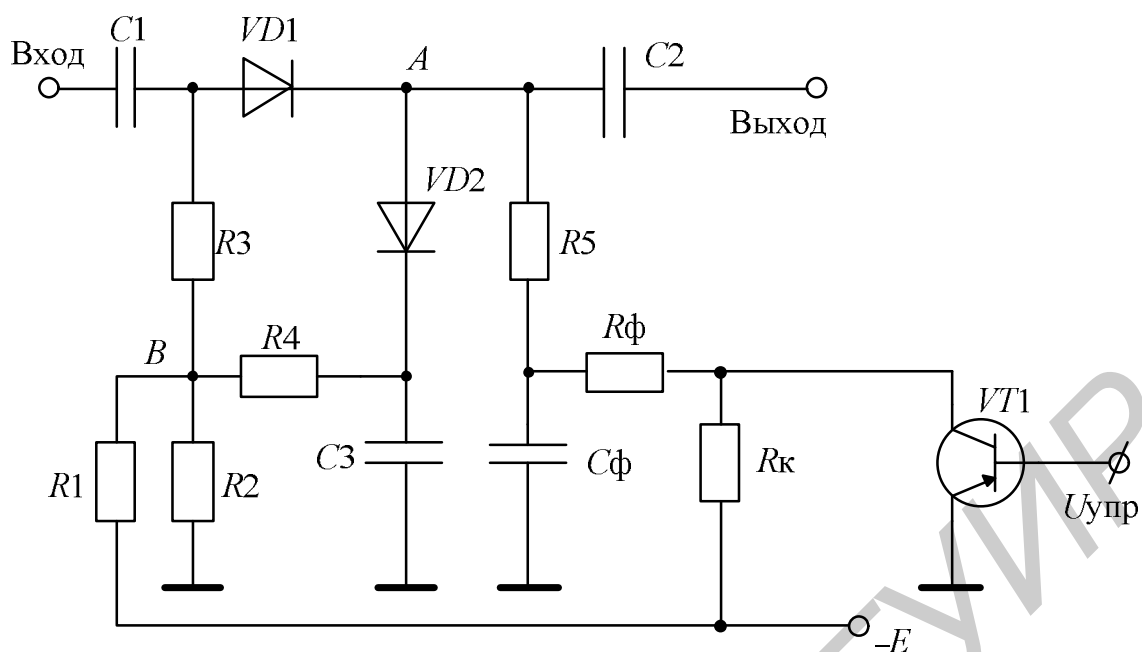


Рисунок 6.7

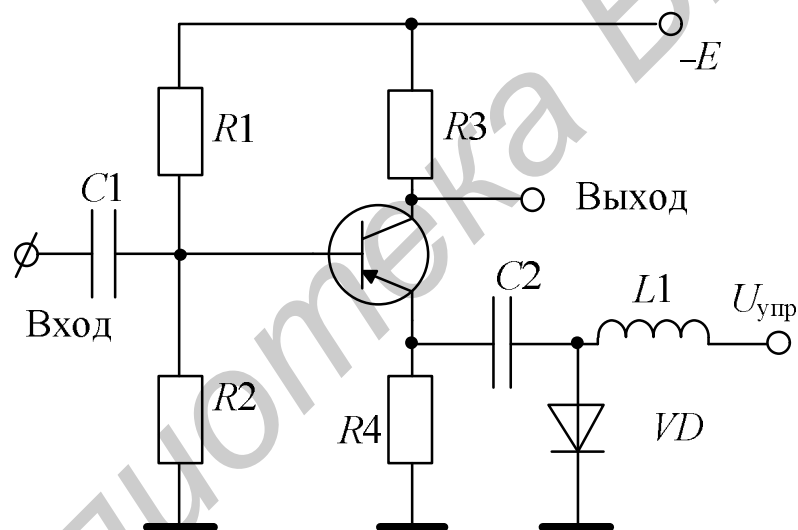


Рисунок 6.8

6.2 Описание лабораторного макета

Лабораторный макет (рисунок 6.9) позволяет исследовать различные схемы АРУ. Макет содержит трехкаскадный УСПЧ с частотой настройки $f_0 = 465$ кГц (транзисторы VT1 – VT3), совмещённый детектор АМ-сигнала и АРУ (диод VD3 или VD4), каскад УСЗЧ (транзистор VT5) и УПТ (транзистор VT4). Нагрузкой первого каскада УСПЧ является двухконтурный полосовой фильтр с внешнеемкостной связью между контурами, второй каскад УСПЧ – резистивный, третий – широкополосный одноконтурный. Регулировка усиления может быть осуществлена в первом и втором каскадах УСПЧ.

Изменение тока эмиттера транзистора $VT1$ контролируется с помощью миллиамперметра. Для наблюдения изменения формы резонансной характеристики первого каскада в процессе регулировки и количественной оценки этого изменения в зависимости от величины межкаскадной связи в макете предусмотрена возможность изменения коэффициента включения транзистора $VT2$ в контур $L2, C11$ с помощью переключателя $SA5$.

Выходное напряжение контролируется милливольтметром (МВ), подключаемым к выходным зажимам «Вых.1» (выход ВЧ) или «Вых.2» (выход НЧ).

При исследовании РПУ переключатели $SA2$ и $SA3$ устанавливаются в положение «2», а переключатели $SA1$ и $SA6$ – в положение «1». РПУ осуществляется путём изменения напряжения смещения на базе транзистора $VT1$ и, следовательно, его режима работы с помощью потенциометра $R8$.

При исследовании простой АРУ переключатели $SA1, SA2, SA3, SA4$ и $SA6$ устанавливаются в положение «1». Управляющее напряжение с выхода детектора $VD3, R26, C24$ через резистор $R27$ и фильтр АРУ $R20, C10, C13$ подаётся на базу транзистора $VT1$ и изменяет его коэффициент усиления. С помощью переключателя $SA4$ можно изменять постоянную времени τ_f фильтра АРУ и исследовать её влияние на показатели АРУ.

При исследовании эстафетной АРУ переключатель $SA6$ устанавливается в положение «2», а переключатели $SA1, SA2, SA3$ устанавливаются в положение «1». При этом регулировка первого каскада осуществляется так же, как и в предыдущем случае, а изменяющееся падение напряжения на сопротивлении $R6$ приводит к регулировке усиления второго каскада.

При исследовании усиленной АРУ переключатель $SA2$ устанавливается в положение «2», переключатели $SA1, SA3$ устанавливаются в положение «1». Напряжение с выхода детектора $VD4, R26, C24$ через резисторы $R24$ и $R27$ подаётся на базу транзистора $VT4$ (УПТ). С выхода УПТ (с сопротивления $R16$) регулирующее напряжение в зависимости от положения переключателя $SA6$ подаётся либо на один первый каскад (в положении «1»), либо параллельно (через резисторы $R5$ и $R13$) – на первый и второй каскады (в положении «2»).

При исследовании управляемого аттенюатора, собранного на диодах $VD1$ и $VD2$, переключатель $SA3$ устанавливается в положение «1», а переключатели $SA1, SA2, SA3$ – в положение «2». Необходимый режим работы транзистора $VT1$ устанавливается с помощью потенциометра $R8$. Управляющее напряжение с коллекторной нагрузки УПТ ($R25$) через резисторы $R7$ и $R11$ подаётся на аттенюатор, исходный режим которого определяется делителем $R1, R2$.

При исследовании комбинированной АРУ переключатель $SA3$ устанавливается в положение «1», а переключатели $SA1, SA2, SA6$ – в положение «2». Управляющее напряжение с выхода УПТ подаётся на аттенюатор и параллельно – на первый и второй каскады УПЧ.

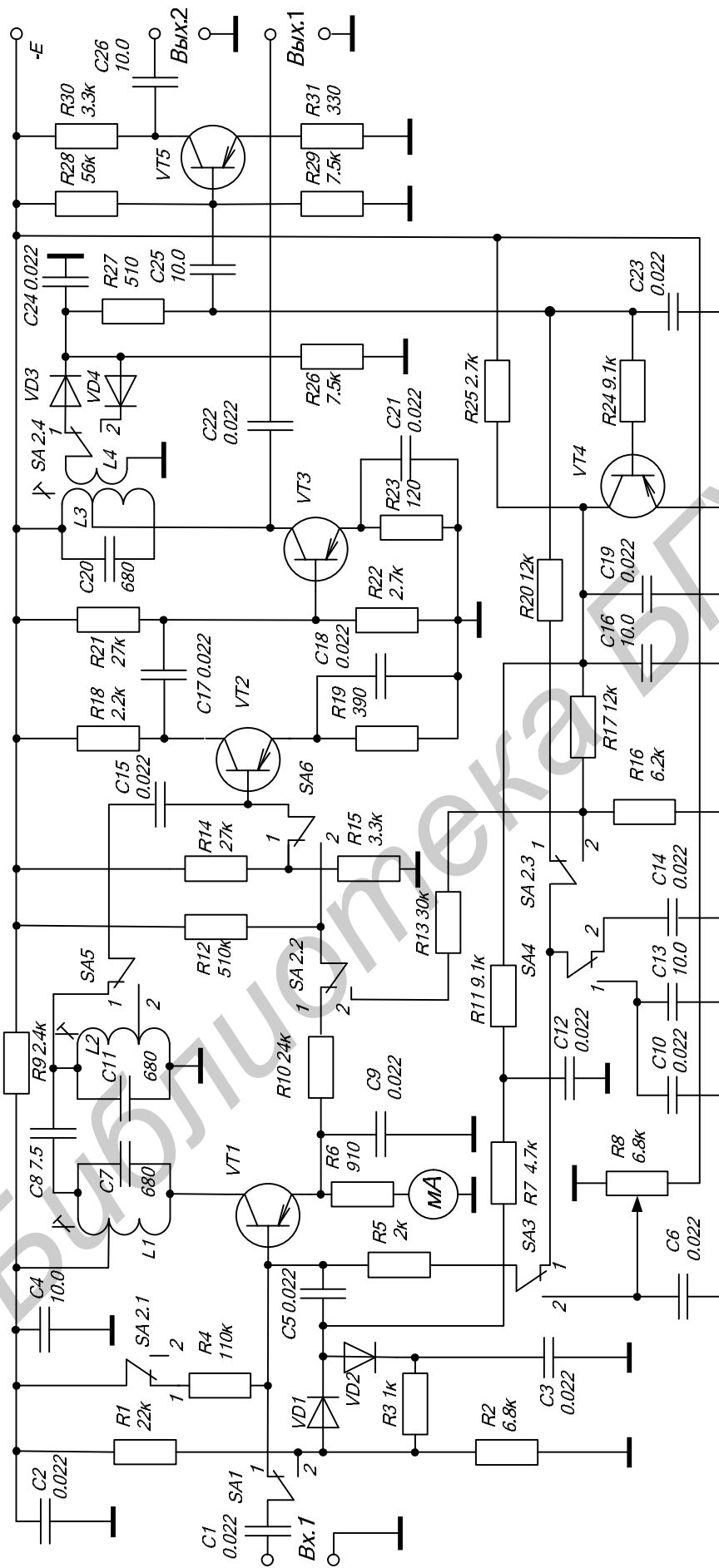


Рисунок 6.9

6.3 ПОРЯДОК ПРОВЕДЕНИЯ РАБОТЫ

6.3.1 Исследование РРУ

1 Включить лабораторную установку и контрольно-измерительную аппаратуру: ГС Г4-221; МВ В3-38; измеритель нелинейных искажений ИНИ С6-5.

«Вых «ГС – «Вх.1»; МВ – «Вых.1»; $f_c = 465$ кГц; $U_{ВХ} = U_{ГС} = 1$ мВ.

2 SA1, SA6 – «1»; SA2, SA3, SA5 – «2». Потенциометром R8 добиться максимального усиления каскада. Записать соответствующую величину тока $I_э$. Подстроить частоту ГС и определить выходное напряжение $U_{ВЫХ}$.

3 Изменяя величину $I_э$ с помощью потенциометра R8 и подстраивая частоту ГС, снять зависимость $U_{ВЫХ}(I_э)$.

4 SA1, SA6 – «1»; SA2, SA3, SA5 – «2»; $U_{ВХ} = 1$ мВ; МВ – «Вых.1»; ИНИ – «Вых.2». Потенциометром R8 установить максимальное усиление и подстроить частоту ГС; установить такой уровень $U_{ВХ}$, при котором напряжение $U_{ВЫХ}$ на зажимах «Вых.1» равно 0,5 В; определить частоту настройки УСПЧ f_0 , а также полосу пропускания $\Pi_{0,7}$; включить внутреннюю модуляцию (1000 Гц), установить $M = 60$ %, подстроить ГС и измерить коэффициент гармоник $K_Г$ (здесь и далее измерения $K_Г$ с помощью ИНИ необходимо производить при нажатой кнопке «Фильтр 1 кГц»); выключить внутреннюю модуляцию.

Напряжение сигнала увеличить в 50 раз; уменьшая ток эмиттера $I_э$ и подстраивая частоту ГС; получить $U_{ВЫХ} = 0,5$ В; определить f_0 , $I_э$ и $\Pi_{0,7}$; включить модуляцию (1000 Гц, $M = 60$ %) и измерить $K_Г$; выключить модуляцию.

Не изменяя напряжение сигнала, увеличивать $I_э$ до тех пор, пока после прохождения максимума и подстройки частоты ГС не будет получено $U_{ВЫХ} = 0,5$ В; определить f_0 , $I_э$ и $\Pi_{0,7}$; включить модуляцию (1000 Гц, $M = 60$ %) и измерить $K_Г$.

На основании полученных результатов сделать выводы о качественных показателях прямой и обратной регулировок.

5 SA1, SA2, SA3, SA4, SA6 – «1»; SA5 – «2»; МВ – «Вых.1»; $U_{ВХ} = 10$ мкВ; $M = 30$ %. Определить исходный ток эмиттера $I_{э,исх}$ в схеме простой АРУ при слабом сигнале на входе.

6 SA3 – «2»; потенциометром R8 установить $I_э = I_{э,исх}$; подстроить частоту ГС. Для ряда значений $U_{ВХ}$ (таблица 6.1), подключая МВ поочередно к зажимам «Вых.1» ($U_{ВЫХ}$) и «Вых.2» ($U_{Н.Ч}$) и подстраивая частоту генератора,

снять зависимости $U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}})$ и $U_{\text{Н.Ч}}(U_{\text{ВХ}})$. Объяснить различие в характере измеренных зависимостей.

7 МВ – «Вых.1»; ИНИ – «Вых.2». Снять зависимость $K_{\Gamma}(U_{\text{ВХ}})$ (см. таблицу 6.1), подстраивая частоту ГС для каждого конкретного значения $U_{\text{ВХ}}$ (измерения начать со значений $U_{\text{ВХ}}$, для которых $U_{\text{Н.Ч}} > 100$ мВ).

6.3.2 Исследование простой АРУ

1 SA1, SA2, SA3, SA4, SA6 – «1»; SA5 – «2»; МВ – «Вых.1»; $U_{\text{ВХ}} = 100$ мкВ; $M = 30$ %. Снять зависимости $U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}})$ и $U_{\text{Н.Ч}}(U_{\text{ВХ}})$, контролируя при этом дополнительно величину тока $I_{\text{Э}}$ (см. таблицу 6.1). ИНИ – «Вых.2». Измерить зависимость $K_{\Gamma}(U_{\text{ВХ}})$ (см. таблицу 6.1).

Таблица 6.1

| $U_{\text{ВХ}}, \text{ мВ}$ | | 0,1 | 1 | 5 | 10 | 25 | 50 | 100 |
|--|------------------|-----|---|---|----|----|----|-----|
| Нерегулируемый каскад, $I_{\text{Э}} = I_{\text{Э.исх}}$ | $U_{\text{ВЫХ}}$ | | | | | | | |
| | $U_{\text{Н.Ч}}$ | | | | | | | |
| | K_{Γ} | | | | | | | |
| Простая АРУ | $U_{\text{ВЫХ}}$ | | | | | | | |
| | $U_{\text{Н.Ч}}$ | | | | | | | |
| | $I_{\text{Э}}$ | | | | | | | |
| | K_{Γ} | | | | | | | |
| Усиленная АРУ в 1-м каскаде | $U_{\text{Н.Ч}}$ | | | | | | | |
| | $I_{\text{Э}}$ | | | | | | | |
| Эстафетная АРУ | $U_{\text{Н.Ч}}$ | | | | | | | |
| | $I_{\text{Э}}$ | | | | | | | |
| Усиленная АРУ в двух каскадах | $U_{\text{Н.Ч}}$ | | | | | | | |
| | $I_{\text{Э}}$ | | | | | | | |
| Управляемый аттенюатор | $U_{\text{Н.Ч}}$ | | | | | | | |
| | K_{Γ} | | | | | | | |
| Комбинированная АРУ | $U_{\text{ВЫХ}}$ | | | | | | | |
| | $U_{\text{Н.Ч}}$ | | | | | | | |
| | K_{Γ} | | | | | | | |

На основании полученных результатов сделать выводы о влиянии АРУ на показатели качества радиоприёмного устройства.

2 SA1, SA2, SA3, SA4, SA6 – «1»; SA5 – «2»; $F = 1000$ Гц при $M = 30$ %. Для значений $U_{\text{ВХ}}$, указанных в таблице 6.2, и двух положений переключателя SA4 измерить величины $U_{\text{Н.ч}}$ и K_{Γ} ; рассчитать значения постоянной времени фильтра АРУ ($R_{\phi} = 13$ кОм; $C_{\phi} = 10$ мкФ для SA4 – «1» и $C_{\phi} = 0,022$ мкФ для SA4 – «2») и сравнить их с периодом частоты модуляции; на основании результатов измерений сделать выводы о влиянии постоянной времени фильтра на показатели АРУ.

6.3.3 Исследование усиленной АРУ

1 SA1, SA3, SA4, SA6 – «1»; SA2, SA5 – «2»; $F = 1000$ Гц; $M = 30$ %; МВ – «Вых.2». Снять зависимости $U_{\text{Н.ч}}(U_{\text{ВХ}})$ и $I_{\text{Э}}(U_{\text{ВХ}})$ для усиленной АРУ с регулировкой в первом каскаде (см. таблицу 6.1).

Таблица 6.2

| $U_{\text{ВХ}}, \text{ мВ}$ | | 1 | 10 | 100 |
|-----------------------------|------------------------------|---|----|-----|
| SA4– 1» | $U_{\text{Н.ч}}, \text{ мВ}$ | | | |
| | $K_{\Gamma}, \%$ | | | |
| SA4– 2» | $U_{\text{Н.ч}}, \text{ мВ}$ | | | |
| | $K_{\Gamma}, \%$ | | | |

2 SA1, SA2, SA3, SA4 – «1»; SA5, SA6 – «2»; $F = 1000$ Гц; $M = 30$ %; МВ – «Вых.2». Снять зависимости $U_{\text{Н.ч}}(U_{\text{ВХ}})$ и $I_{\text{Э}}(U_{\text{ВХ}})$ для эстафетной АРУ (см. таблицу 6.1).

3 SA1, SA3, SA4 – «1»; SA2, SA5, SA6 – «2»; $F = 1000$ Гц; $M = 30$ %; МВ – «Вых.2». Снять зависимости $U_{\text{Н.ч}}(U_{\text{ВХ}})$ и $I_{\text{Э}}(U_{\text{ВХ}})$ для усиленной АРУ с параллельной регулировкой в первом и втором каскадах (см. таблицу 6.1).

6.3.4 Исследование управляемого аттенюатора

1 SA4, SA6 – «1»; SA1, SA2, SA3, SA5 – «2»; $I_{\text{Э}} = I_{\text{Э исх}}$; $U_{\text{ВХ}} = 100$ мкВ; $F = 1000$ Гц; $M = 30$ %; МВ – «Вых.1»; подстроить частоту ГС. Определить начальное затухание аттенюатора, измерив выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ при включенном (SA1 – «2») и отключенном (SA1 – «1») аттенюаторе. Измерить зависимости $U_{\text{Н.ч}}(U_{\text{ВХ}})$ и $K_{\Gamma}(U_{\text{ВХ}})$ (см. таблицу 6.1).

6.3.5 Исследование комбинированной АРУ

1 SA3, SA4 – «1»; SA1, SA2, SA5, SA6 – «2» (управляемый аттенюатор и усиленная АРУ с параллельной регулировкой в первом и втором каскадах);

$F = 1000$ Гц; $M = 30$ %. Измерить зависимости $U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}})$, $U_{\text{Н.Ч}}(U_{\text{ВХ}})$ и $K_{\Gamma}(U_{\text{ВХ}})$ для значений $U_{\text{ВХ}}$, указанных в таблице 6.1, а также для трёх дополнительных $U_{\text{ВХ}} = 500, 600, 1000$ мВ.

6.4 Контрольные вопросы

- 1 Назначение и основные параметры АРУ радиопрёмника.
- 2 Какие существуют способы АРУ?
- 3 Прямая и обратная АРУ. Их особенности.
- 4 Как влияет изменение режима транзистора на резонансные свойства усилителя?
- 5 Назначение фильтра АРУ. В чём заключается влияние постоянной времени фильтра АРУ на регулировку усиления?
- 6 От чего зависит глубина регулировки усиления? Методы повышения эффективности АРУ.
- 7 Управляемый аттенюатор. Его достоинства и недостатки.
- 8 Использование управляемой обратной связи в схемах АРУ.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №7 «ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ДЕТЕКТОРЫ РАДИОИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ»

Цель работы: изучить принципы построения схем и основные свойства транзисторных усилителей и детекторов радиоимпульсных сигналов. Приобрести практические навыки в лабораторном исследовании таких устройств.

7.1 Краткие теоретические сведения

Широкополосные усилители радиоимпульсных сигналов для радиолокационных, навигационных, телевизионных и др. радиоприёмников чаще всего строятся по схемам с одиночными настроенными в резонанс контурами, с одиночными попарно расстроенными контурами, с двухконтурными полосовыми фильтрами и с фильтрами сосредоточенной селекции.

В случае усилителя с одиночными настроенными в резонанс контурами справедливо следующее выражение для переходной характеристики, т.е. зависимости мгновенного значения амплитуды напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ на выходе n -каскадного усилителя от времени при появлении на входе скачка напряжения с амплитудой $U_{\text{ВХ}}$:

$$U_{\text{ВЫХ}}(\tau) = K_0 U_{\text{ВХ}} \left[1 - e^{-\tau} \sum_{m=0}^{n-1} \frac{\tau^m}{m!} \right], \quad (7.1)$$

где $\tau = \omega_0 t d / 2$ – безразмерная величина времени;

K_0 – резонансный коэффициент усиления всего усилителя;

d – затухание контуров.

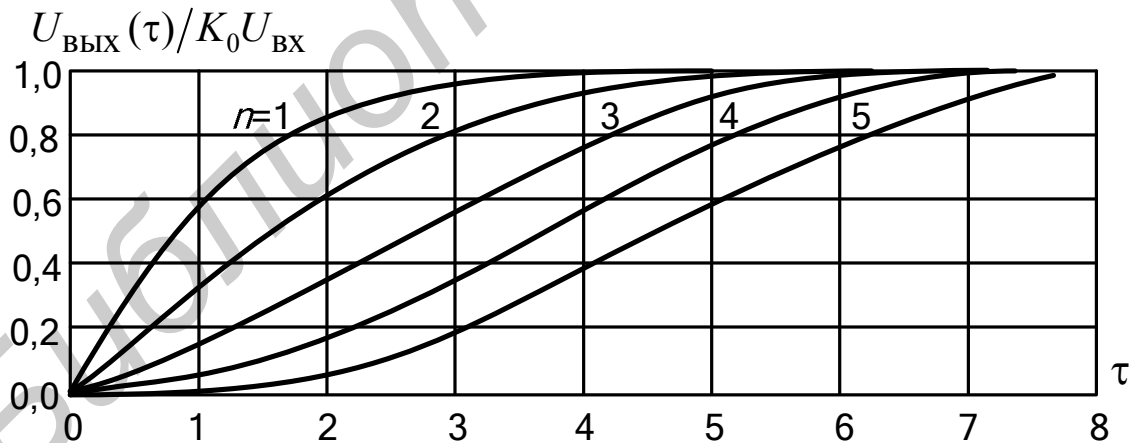


Рисунок 7.1

На рисунке 7.1 представлены зависимости относительной амплитуды выходного напряжения от величины τ . Расчёт необходимого затухания контуров производится по выражению

$$d = 2\tau_{\text{уст}} / \omega_0 t_{\text{уст}}. \quad (7.2)$$

При этом заданными считаются число каскадов усилителя n , резонансная частота ω_0 и время установления импульса $t_{уст} = \tau_{уст} / (\pi df_0)$. Величина $\tau_{уст}$ определяется из графика рисунка 7.1 для уровней 0,9 и 0,1. Полосу пропускания можно определить из выражения

$$\Pi_{0,7} = \frac{\tau_{уст}}{\pi t_{уст}} \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}. \quad (7.3)$$

Коэффициент усиления n -каскадного усилителя

$$K_0 = K_{00}^n \cdot \varphi_1(n), \quad (7.4)$$

где K_{00} – единичное усиление, т.е. усиление одного каскада с полосой, равной полосе пропускания всего усилителя:

$$K_{00} = \frac{Y_{21} m_1 m_2}{2\pi C_K \Pi_0}; \quad (7.5)$$

$\varphi_1(n) = (\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1})^n$ – функция числа каскадов n .

На рисунке 7.2 показаны зависимости резонансного коэффициента усиления K_0 от числа каскадов при различных величинах единичного усиления.

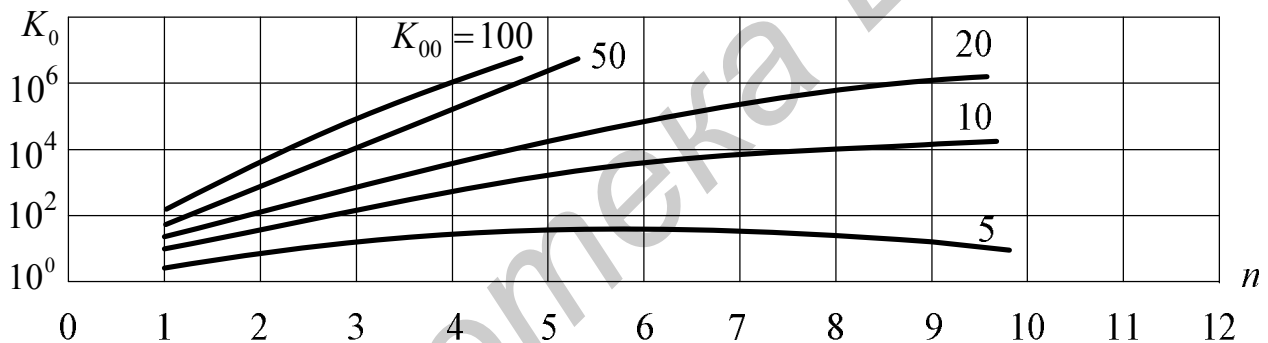


Рисунок 7.2

Из графиков видно, что при $K_{00}=4$ наблюдается максимум коэффициента передачи при $n=6$. Его наличие обусловлено тем, что при небольших значениях n первый множитель K_1^n увеличивается быстрее, чем уменьшается второй множитель $\varphi(n)$. При больших значениях n большую скорость изменения имеет второй убывающий множитель $\varphi(n)$ и меньшую – множитель K_1^n .

Физическое объяснение этому эффекту простое: с увеличением числа каскадов происходит сужение полосы пропускания всего УРС, поэтому для сохранения заданной полосы необходимо шунтировать колебательные контуры (увеличивать d), что, в свою очередь, и вызывает уменьшение коэффициента передачи. Это явление характерно для всех многокаскадных УРС с распределенной селективностью. При увеличении K_{00} максимумы наблюдаются при трудно реализуемых на практике больших значениях n .

Для переходной характеристики усилителя с двухконтурными полосовыми фильтрами справедливо выражение

$$U_{\text{ВЫХ}}(\tau) = K_0 U_{\text{ВХ}} \left(1 - \frac{\sqrt{1 + \beta_0^2}}{\beta_0}\right) e^{-\tau} \sin(\beta_0 \tau + \varphi), \quad (7.6)$$

где $\beta_0 = k/d$ – фактор связи;

$k = C_{\text{СВ}} / \sqrt{C_1 C_2}$ – коэффициент связи;

$\varphi = \text{arctg}(\beta_0)$.

На рисунке 7.3 представлены обобщенные переходные характеристики n -каскадного усилителя для случая $\beta_0 = 1$. Пользуясь рисунком 7.3, для заданных ω_0 , n , $t_{\text{уст}}$ и β_0 , можно рассчитать эквивалентное затухание контуров d_3 по выражению (7.2) и затем определить полосу пропускания усилителя

$$\Pi_{0,7} = \frac{\sqrt{2} \tau_{\text{уст}}}{\pi t_{\text{уст}}} \sqrt[4]{\sqrt{n} - 1}. \quad (7.7)$$

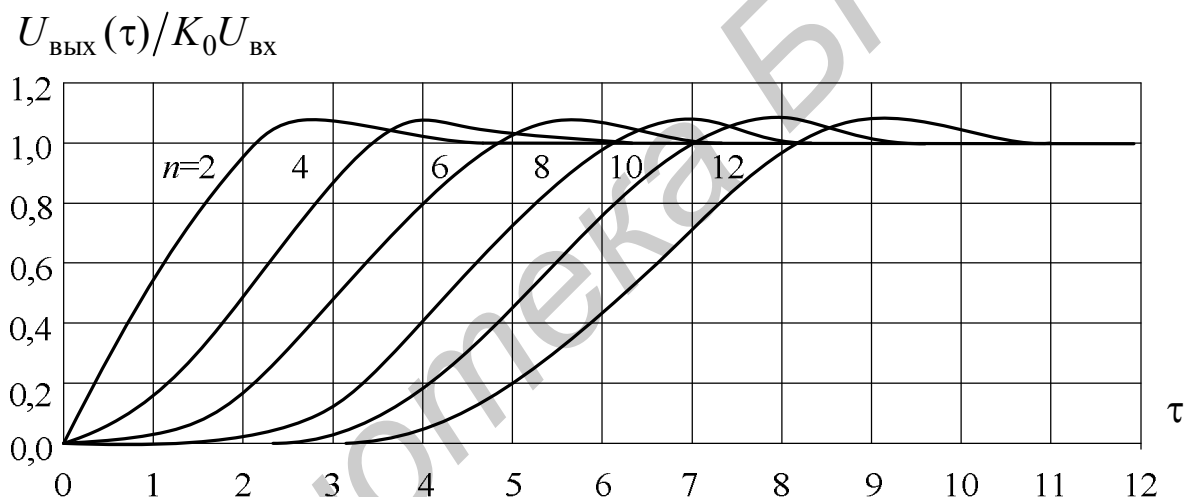


Рисунок 7.3

При идентичных параметрах всех каскадов общий коэффициент усиления определяется выражением (7.4), где вместо функции φ_1 , необходимо подставить функцию φ_2

$$\varphi_2(n) = \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt[4]{\sqrt{n} - 1} \right)^n. \quad (7.8)$$

На рисунке 7.4 приведены зависимости коэффициента усиления от числа каскадов при различном единичном усилении. Эти зависимости имеют нарастающий характер при увеличении n .

Ширину полосы пропускания, которую должен иметь усилитель для обеспечения максимального отношения сигнал/шум на выходе, можно определить из выражения:

$$\Pi_{0,7} = 1,37 / t_{\text{ИМП}}. \quad (7.9)$$

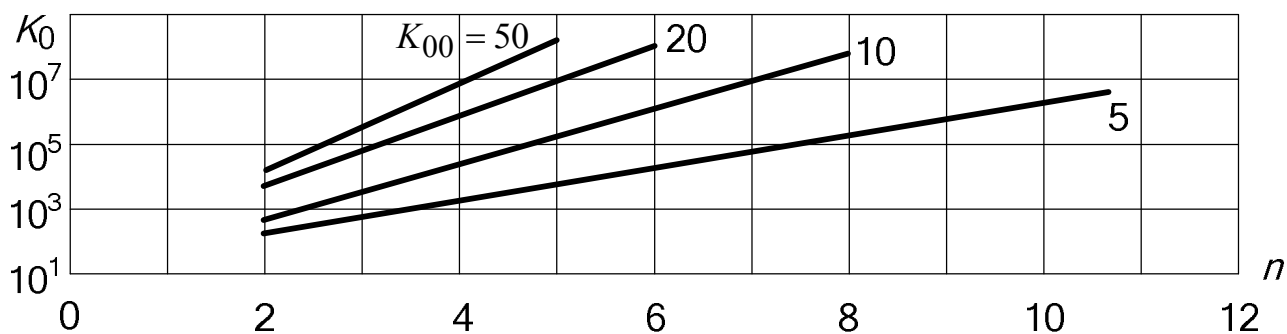


Рисунок 7.4

При детектировании радиоимпульсных сигналов время установления переднего фронта импульса, обусловленное переходными процессами в детекторе, равно

$$t_{\text{уст}} = 4,6 \frac{C_{\text{к}} + C_{\text{н}}}{G_{\text{к}} + G_{\text{н}}}, \quad (7.10)$$

где $G_{\text{к}}$ и $C_{\text{к}}$ – соответственно активная проводимость и ёмкость контура на входе детектора;

$G_{\text{н}}$ и $C_{\text{н}}$ – соответственно активная проводимость и ёмкость нагрузки детектора.

Время спада импульса определяется выражением

$$t_{\text{сп}} = 2,3 C_{\text{н}} / G_{\text{н}}. \quad (7.11)$$

Результирующее время установления импульсного сигнала можно определить как

$$t_{\text{уст.общ}} = \sqrt{t_{\text{уст.у}}^2 + t_{\text{уст.д}}^2},$$

где $t_{\text{уст.у}}$ и $t_{\text{уст.д}}$ – время установления фронта импульсного сигнала соответственно в усилителе и детекторе.

7.2 Описание лабораторной установки

Лабораторная установка дает возможность исследовать детектор радиоимпульсных сигналов и два типа радиоимпульсных широкополосных усилителей: с одиночными настроенными в резонанс контурами и со связанными контурами (рисунок 7.5). Напряжение питания на каждый из четырёхкаскадных усилителей подается через переключатель SA3. Для уменьшения влияния измерительных приборов на характеристики усилителей подключение этих приборов осуществляется через эмиттерные повторители (ЭП1...ЭП8).

В усилителе со связанными контурами предусмотрена возможность изменения фактора связи между контурами β_0 , которое осуществляется путем переключения постоянного напряжения на варикапе в первом каскаде с помощью переключателя SA1. При исследовании детектора радиоимпульсных сигналов предусмотрена возможность изменения постоянной времени нагрузки детектора с помощью переключателя SA2 (положения «5» и «6»).

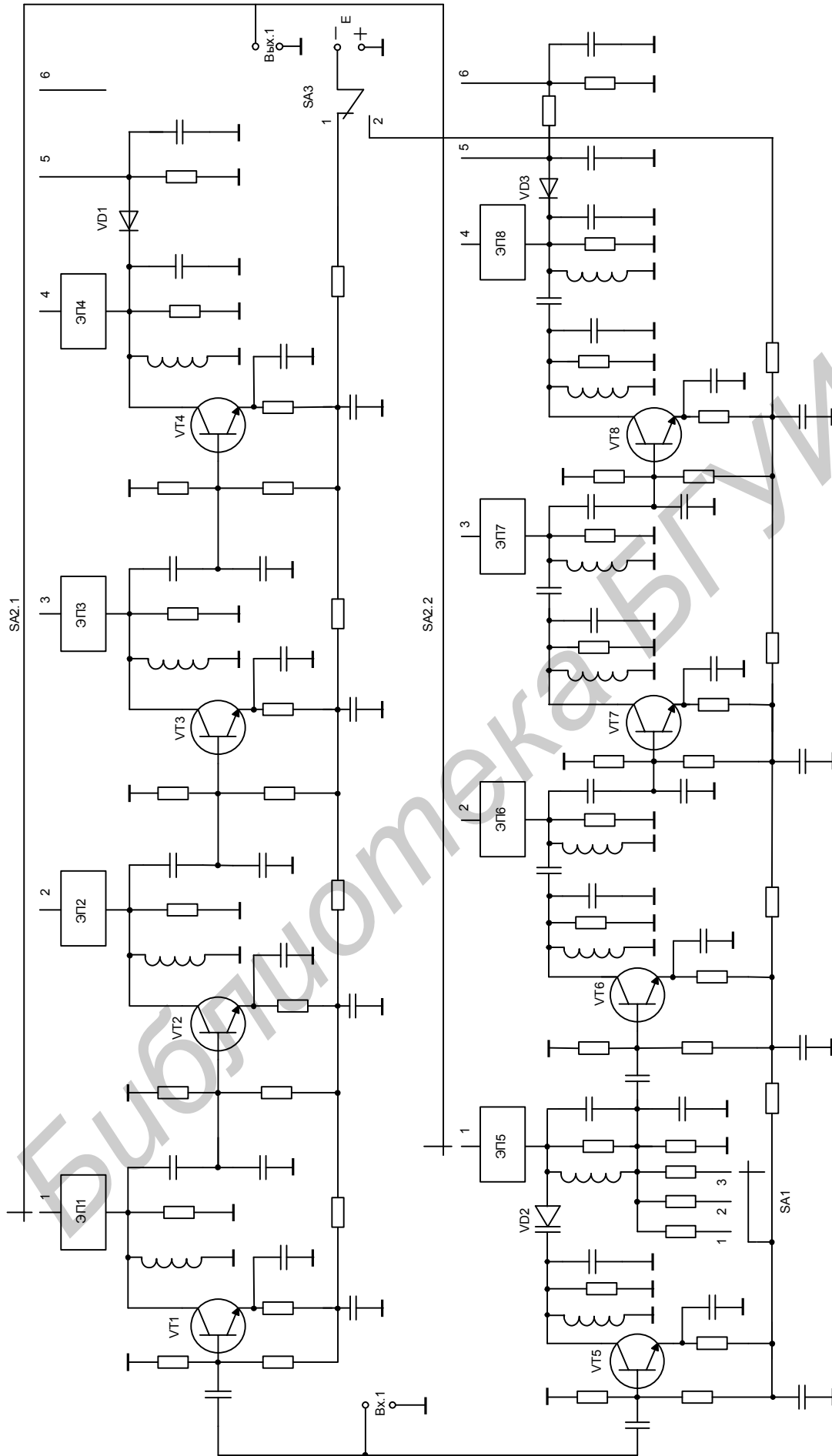


Рисунок 7.5

Основные параметры макета: эквивалентное затухание контуров $d_3=0,2$; резонансная частота усилителей $f_0 = 1$ МГц; ёмкость каждого контура $C_K = 430$ пФ; коэффициенты связи транзисторов с контурами: с предыдущими – $m_1 = 0,25$, с нагрузочными $m_2 = 1$; модуль проводимости прямой передачи транзисторов $|Y_{21}| = 30$ мСм; параметры нагрузки детектора $R_H = 8,2$ кОм, $C_{H1} = 3300$ пФ, $C_{H2} = 5600$ пФ; проводимость контура на входе детектора $G_K = 0,5$ мСм.

7.3 Порядок выполнения работы

7.3.1 Исследование усилителя с одиночными настроенными в резонанс контурами

1 Измерение резонансного коэффициента усиления и амплитудно-частотных характеристик усилителя.

К клеммам «Вх.1», подключить генератор сигналов (ГС), а к клеммам «Вых.1» – милливольтметр (МВ) и осциллограф. Установить частоту сигнала ГС $f_0=1$ МГц, уровень сигнала $U_{ВХ}=1$ мВ при выключенной внутренней модуляции. Подать питание на усилитель, установив переключатель SA3 в положение «1».

Для положений «1», «2», «3» и «4» переключателя SA2 (т. е. для $n=1, 2, 3$ и 4 соответственно) измерить резонансные коэффициенты усиления и снять частотные характеристики усилителя. По результатам измерений построить графики зависимостей $K_0(n), P_{0,7}(n), K_{пр}(n)$, где $K_{пр}$ – коэффициент прямоугольности на уровне 0,1.

2 Измерение времени установления и спада радиоимпульсного сигнала.

Установив переключатель вида модуляции ГС в положение «Внеш. мод.», подать на гнездо «Внеш. мод.» сигнал от импульсного генератора и осуществить импульсную модуляцию ГС. Требуемые параметры импульсного сигнала от генератора импульсов следующие: длительность импульсов $\tau_{и}=50...150$ мкс, частота повторения $F = 500...5000$ Гц, амплитуда $U_{имп} = 10...20$ В. Осуществить синхронизацию осциллографа от импульсного генератора.

Измерить с помощью осциллографа время установления и спада радиоимпульсного сигнала в зависимости от числа каскадов в усилителе ($n=1, 2, 3, 4$).

7.3.2 Исследование усилителя со связанными контурами

1 Измерение резонансного коэффициента усиления и амплитудно-частотных характеристик усилителя.

Переключатель SA3 установить в положение «2». Установить частоту сигнала ГС $f_0=1$ МГц, уровень сигнала $U_{ВХ}=1$ мВ при выключенной модуляции. Переключатель SA1 установить в положение «1».

Для положений «1», «2», «3» и «4» переключателя SA2 (т.е. для $n= 1, 2, 3$ и 4 соответственно) измерить резонансный коэффициент усиления и снять частотные характеристики усилителя, По результатам измерений построить графики зависимостей $K_0(n)$, $P_{0,7}(n)$, $K_{пр}(n)$.

2 Исследование формы радиоимпульсного сигнала.

Осуществить внешнюю импульсную модуляцию сигнала ГС. Переключатель SA2 установить в положение «1». Зарисовать с экрана осциллографа форму радиоимпульсного сигнала на выходе первого каскада усилителя при различных факторах связи между контурами: $\beta_0 < 1$ (SA1 – «1»), $\beta_0 = 1$ (SA1 – «2»), $\beta_0 > 1$ (SA1 – «3»).

С помощью генератора качающейся частоты просмотреть и зарисовать форму частотных характеристик усилителя при различном числе каскадов и различной величине фактора связи β_0 .

7.3.3 Исследование детектора радиоимпульсных сигналов

Подать питание на усилитель со связанными контурами (SA3 – «2»). Осуществить импульсную модуляцию сигнала ГС.

Зарисовать с экрана осциллографа форму импульсного сигнала на выходе детектора и измерить с помощью осциллографа время установления и время спада импульса для разных значений постоянной времени нагрузки детектора (переключатель SA2 в положениях «5» и «6»).

7.4 Контрольные вопросы

1 Какими параметрами характеризуются искажения формы радиоимпульсного сигнала?

2 Как зависит коэффициент усиления и коэффициент прямоугольности усилителей различных видов от числа каскадов при заданной полосе пропускания?

3 Что такое единичное усиление?

4 Как зависит форма импульсного сигнала от величины фактора связи между контурами?

5 Что необходимо сделать, чтобы уменьшить искажения радиоимпульсного сигнала в усилителе?

6 Что необходимо сделать, чтобы уменьшить искажения импульсного сигнала в детекторе?

7 Какие типы детекторов радиоимпульсных сигналов вы знаете?

8 Из каких соображений выбирается коэффициент включения детектора в контур?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №8 «ЭЛЕМЕНТЫ ПРИЁМНИКА ЧМ-СИГНАЛОВ»

Цель работы: изучить детекторы частотно-модулированных сигналов и методы подавления паразитной амплитудной модуляции.

8.1 Краткие теоретические сведения

В приёмниках ЧМ-сигналов для выделения сигнала модуляции из модулированного колебания используются специальные детекторы, у которых при линейной зависимости выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от частоты входного воздействия f на выходе выделяется напряжение, повторяющее закон модуляции.

В качестве ЧМ-детекторов могут использоваться различные устройства. Наиболее широкое применение нашли детекторы частотно-фазовые дискриминаторы и дробные детекторы или детекторы отношений.

В этих детекторах используется изменение фазового сдвига между векторами напряжений на элементах детектора при изменении частоты входного воздействия.

Типовая схема частотно-фазового дискриминатора представлена на рисунке 8.1. Дискриминатор содержит источник сигнала (двухконтурный фильтр L_1, C_1 и L_2, C_2), два амплитудных диодных детектора на диодах VD_1 и VD_2 , имеющих отдельные нагрузки R_1, C_4 и R_2, C_5 , а также дроссель L_3 , пропускающий постоянную и низкочастотную составляющие токов диодов. Сопротивление R_3 и конденсатор C_6 представляют собой фильтр нижних частот, служащий для предотвращения проникновения пульсаций напряжения промежуточной частоты на вход УСЗЧ, а также для компенсации так называемых предискажений, создаваемых в передатчике для подчеркивания высших частот модуляции. Резистор R_4 – регулятор громкости, с которого напряжение звуковой частоты через делительный конденсатор подается на вход УСЗЧ.

Анализ работы дискриминатора удобно проводить с помощью векторных диаграмм (рисунок 8.2, а и 8.2, б). Из рисунка 8.2 следует, что напряжение $U_{\text{д1}}$ и $U_{\text{д2}}$ соответственно равны

$$U_{\text{д1}} = U_1 + U_2,$$

$$U_{\text{д2}} = U_1 + U_3,$$

где U_2 и U_3 – трансформированные во второй контур напряжения;

U_1 – напряжение на первом контуре.

Напряжение U_1 вызывает появление в первом контуре тока I_1 , который, в свою очередь, создает в катушке индуктивности второго контура ЭДС $E = \pm j\omega \cdot M \cdot I_1$. Под действием ЭДС E во втором контуре протекает ток I_2 . Фаза этого тока определяется соотношением частоты входного сигнала f_c и резонансной частоты второго контура f_0 .

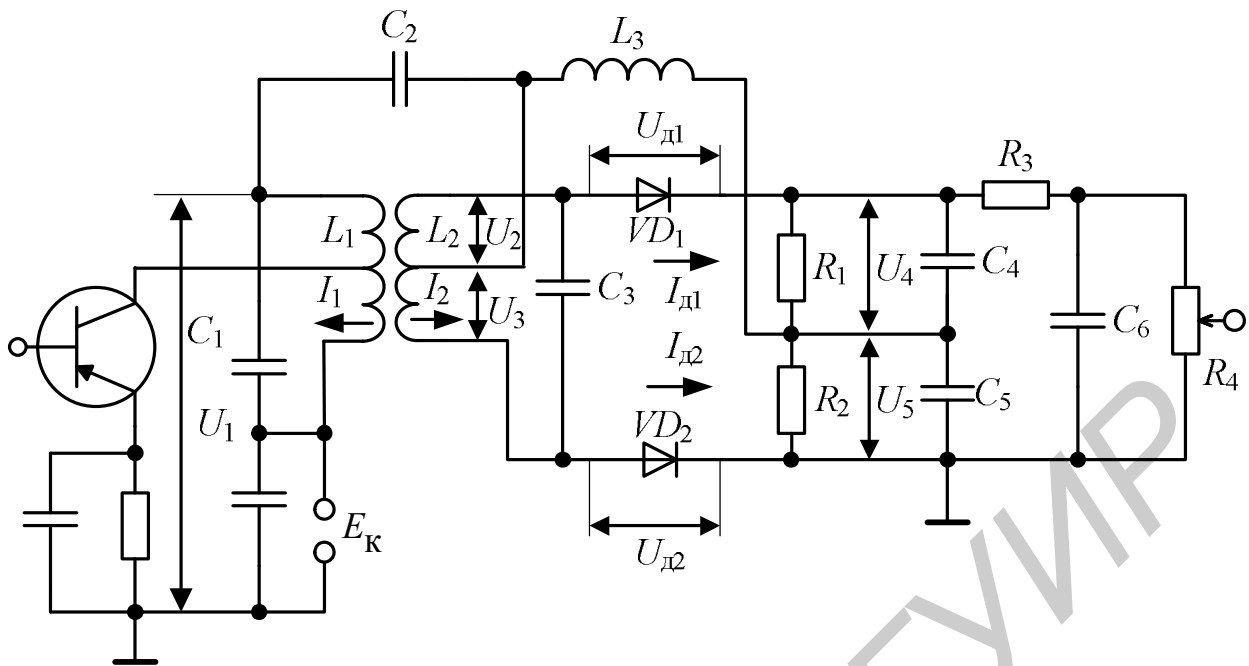


Рисунок 8.1

В зависимости от соотношения этих частот возможны следующие частные случаи.

1 Равенство частот f_c и f_0 . При этом ЭДС вводится в контур, настроенный в резонанс с приходящим сигналом. В результате векторы тока I_1 и ЭДС E совпадают по фазе (рисунок 8.2, а). Ток I_2 создает в катушке L_2 напряжения U_2 и U_3 . Эти напряжения приложены к разным концам катушки второго контура, поэтому они сдвинуты относительно друг друга на 180 градусов. Суммируя U_1 и U_2 , U_1 и U_3 , получим $U_{д1}$ и $U_{д2}$. Очевидно, что в случае полной симметрии схемы $U_{д1} = U_{д2}$ и при одинаковых диодах токи $I_{д1}$ и $I_{д2}$ тоже равны. Под действием токов $I_{д1}$ и $I_{д2}$ на сопротивлениях нагрузки R_1 и R_2 выделяется одинаковые напряжения U_4 и U_5 . Выходное напряжение дискриминатора равно сумме этих напряжений. Из-за различия полярностей этих напряжений $U_{\text{вых}} = U_4 + U_5 = 0$.

2 Неравенство частот f_c и f_0 . В этом случае во второй контур вводится ЭДС сигнала на частоте, не равной резонансной частоте контура, и между векторами I_2 и E возникает фазовый сдвиг φ , обусловленный величиной расстройки (см. рисунок 8.2, б).

Построив диаграмму, нетрудно убедиться в том, что $U_{д1} \neq U_{д2}$ и $I_{д1} \neq I_{д2}$, в результате чего $U_{\text{вых}} \neq 0$. Чем больше величина расстройки, тем значительнее асимметрия диаграммы и больше $U_{\text{вых}}$ (рисунок 8.3). Заштрихованные участки на детекторной характеристике соответствуют значительным искажениям и значительному падению коэффициента передачи детектора при больших расстройках.

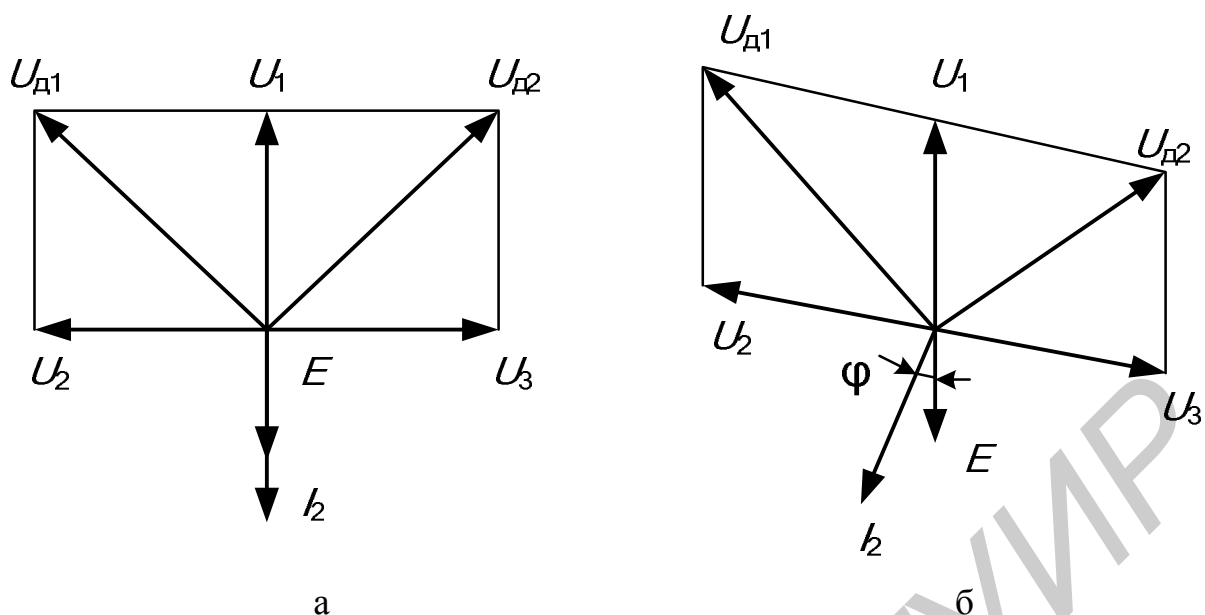


Рисунок 8.2

К основным характеристикам частотных детекторов относятся:

- а) полоса частот, в которой детекторная характеристика линейна;
- б) центральная частота;
- в) крутизна детекторной характеристики (рисунок 8.3)

$$S = \Delta U / \Delta f ; \quad (8.1)$$

- г) подавление паразитной амплитудной модуляции.

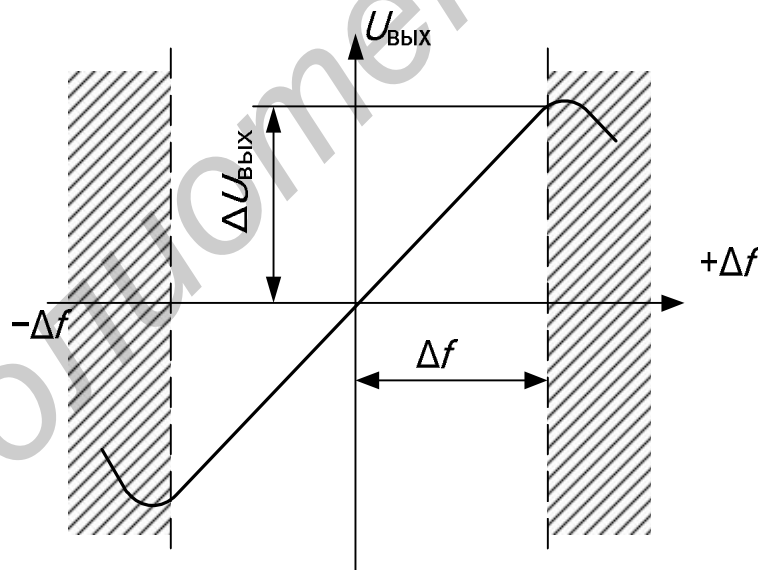


Рисунок 8.3

Наличие паразитной АМ в сигнале, поступающем на вход детектора, обусловлено:

- а) помехой, взаимодействующей в радиоканале с полезным сигналом;
- б) неидеальностью АЧХ приёмно-усилительного тракта, в результате чего изменение частоты сигнала приводит к изменению его выходного напряжения.

Дискриминатор реагирует на паразитную АМ, что, естественно, ухудшает качество воспроизведения полезного сигнала. Во избежание сильных искажений перед детектором вводится специальный амплитудный ограничитель. К достоинству этого детектора относится высокая стабильность его характеристик.

Схема дробного детектора (рисунок 8.4) отличается от схемы дискриминатора разным включением диодов в контур полосового фильтра, а также способом включения нагрузки ($R_1 \dots R_3$, $C_1 \dots C_3$).

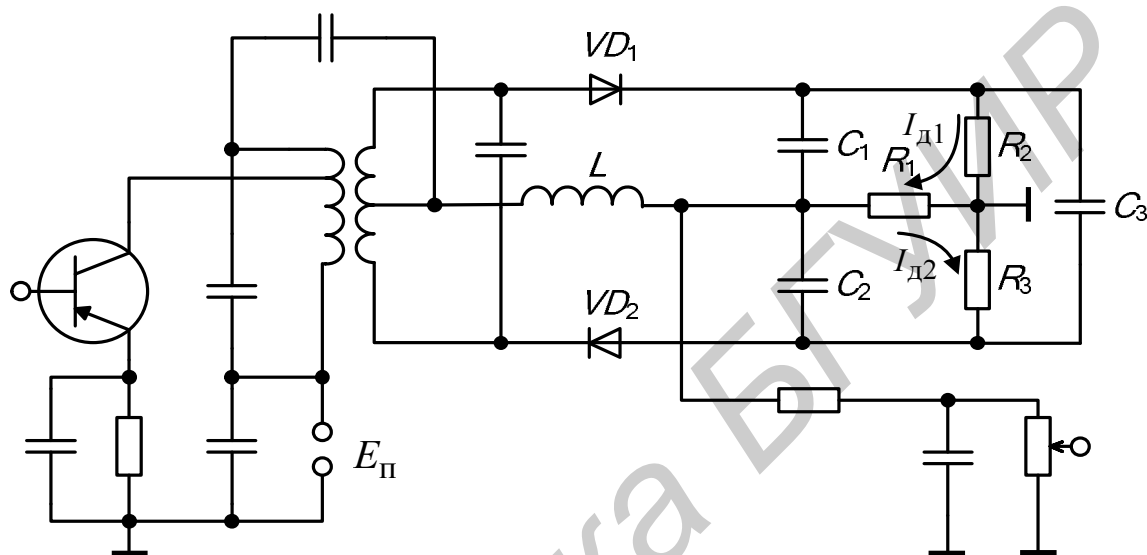


Рисунок 8.4

При $f_c = f_0$ ток в нагрузочном сопротивлении R_1 равен нулю, так как токи $I_{д1}$ и $I_{д2}$, протекающие через R_3 , равны по величине и противоположны по направлению. При $f_c \neq f_0$ $I_{д1} \neq I_{д2}$ и $U_{\text{ВЫХ}} \neq 0$.

В результате зависимость $U_{\text{ВЫХ}} = (\Delta f)$ имеет вид, аналогичный приведенной на рисунке 8.3 характеристике.

В отличие от фазового детектора дробный детектор мало чувствителен к паразитной АМ, что обусловлено усложнением его схемы.

Конденсатор C_3 имеет большую ёмкость, поэтому изменение напряжения на нём происходит медленно. Так как это напряжение формирует исходные отрицательные смещения для диодов, то при изменении амплитуды входного сигнала будет происходить изменение угла отсечки тока диодов (рисунок 8.5). С увеличением амплитуды входного сигнала угол отсечки увеличивается, что приводит к уменьшению входного сопротивления и увеличению шунтирующего действия детектора на полосовой фильтр. Коэффициент усиления предыдущего каскада уменьшается, и амплитуда сигнала на входе детектора увеличивается в меньшей степени. Таким образом, паразитная амплитудная модуляция сигнала на выходе УСПЧ существенно ослабляется, что позволяет использовать дробные детекторы без специальных ограничителей.

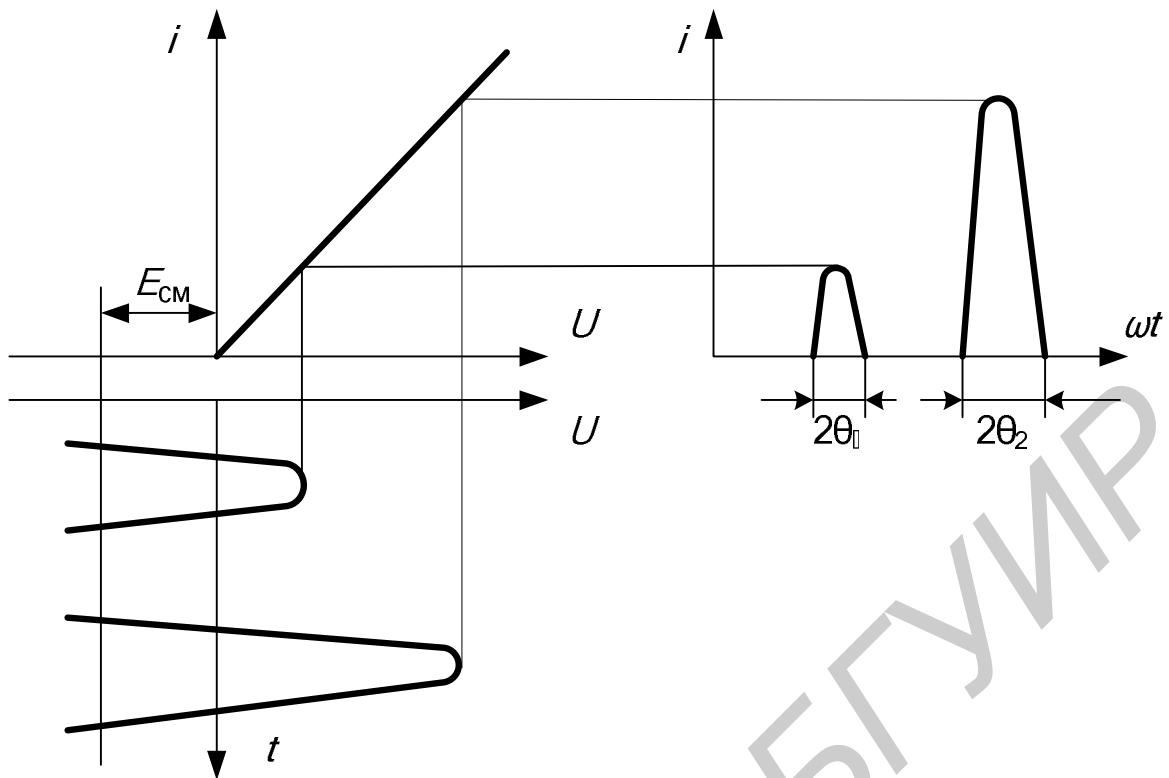


Рисунок 8.5

Ограничителем амплитуды высокочастотного сигнала может служить любое устройство, напряжение на выходе которого не изменяется при изменении амплитуды входного сигнала (рисунок 8.6). При малых амплитудах входного сигнала ограничитель является линейной системой, а начиная с некоторой пороговой величины амплитуда напряжения на выходе ограничителя $U_{\text{ВЫХ}}$ практически не зависит от $U_{\text{ВХ}}$. Это свойство ограничителя позволяет использовать его для подавления паразитной амплитудной модуляции при приёме ЧМ-сигналов. Работу ограничителя характеризуют следующие параметры.

1 Пороговое напряжение $U_{\text{пор}}$ – это напряжение на входе ограничителя, начиная с которого $U_{\text{ВЫХ}}$ не зависит (или слабо зависит) от $U_{\text{ВХ}}$. Чем меньше величина $U_{\text{пор}}$, тем меньше предварительное усиление сигнала требуется для нормальной работы ограничителя.

Коэффициент подавления амплитудной модуляции – это отношение коэффициента глубины амплитудной модуляции на входе ограничителя к коэффициенту глубины модуляции на его выходе.

$$P = \frac{M_{\text{ВХ}}}{M_{\text{ВЫХ}}} = \frac{2\Delta U_{\text{ВХ}} U_{\text{огр}}}{U_{\text{ВХ}} \Delta U_{\text{огр}}}, \quad (8.2)$$

где $U_{\text{ВХ}} - \Delta U_{\text{ВХ}} \geq U_{\text{пор}}$.

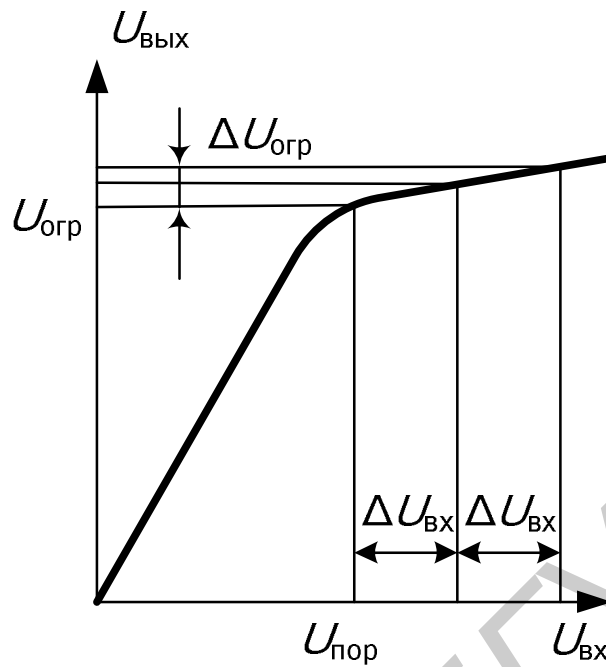


Рисунок 8.6

2 Коэффициент передачи в линейном режиме при $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{пор}}$ характеризует усилительные свойства ограничителя

$$K = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta U_{\text{ВХ}} \quad (8.3)$$

Качество ограничителя можно улучшить уменьшением порога ограничения $U_{\text{пор}}$ или увеличением коэффициента усиления при $U_{\text{ВХ}} < U_{\text{пор}}$. Улучшения характеристик можно добиться также каскадным соединением нескольких ограничителей.

Схема транзисторного ограничителя приведена на рисунке 8.7.

Ограничитель амплитуды на транзисторе представляет собой избирательный усилитель, работающий при пониженном напряжении на коллекторе. Выбором начального базового тока $I_{\text{Б0}}$ (рисунок 8.8) и угла наклона нагрузочной прямой по постоянному току $\text{ctg}\beta = R_{\text{ф}}$ рабочую точку A устанавливают на семействе выходных характеристик вблизи области насыщения с учетом примерного равенства отрезков AB и AC нагрузочной прямой $\text{tg}\alpha = m^2 / R_{\text{э}}$, где $R_{\text{э}}$ – резонансное сопротивление контура; m – коэффициент включения его в коллекторную цепь транзистора.

Ограничение амплитуды коллекторного тока происходит сверху за счет перехода в область насыщения и снизу за счет отсечки во входной цепи транзистора. Величина порога ограничения транзисторных ограничителей $U_{\text{пор}} > (0,05 \dots 0,5) \text{ В}$.

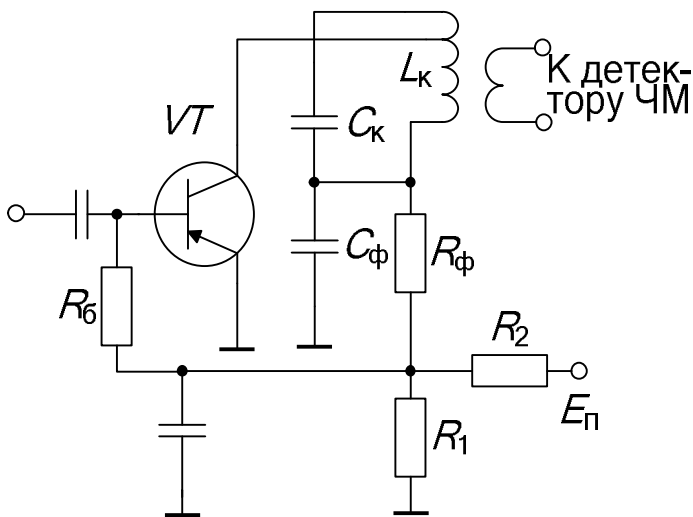


Рисунок 8.7

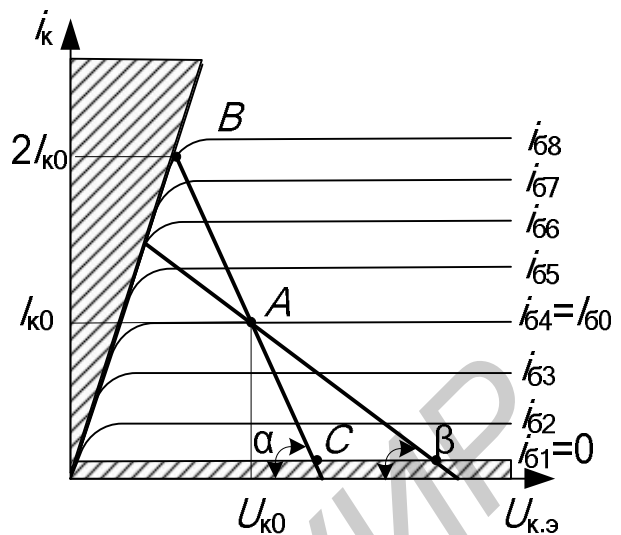


Рисунок 8.8

Для увеличения эффективности ограничения и снижения порогового напряжения транзистор работает при малом коллекторном напряжении (до 2...3 В). Для обеспечения такого режима напряжение питания подводится с делителя напряжения R_1, R_2 . Его параметры выбираются так, чтобы ток делителя в 2...3 раза превышал ток коллектора. Сопротивление термостабилизации в цепи эмиттера отсутствует, так как, создавая обратную связь по постоянному току, оно перемещает рабочую точку при изменении амплитуды входного сигнала и препятствует созданию перегрузочного режима транзистора. Потенциал базы фиксируется с помощью резистора $R_б$ или базового делителя.

Коллекторный ток транзистора имеет сложную форму (синусоида с двухсторонним ограничением). Однако, поскольку нагрузкой каскада является колебательный контур, напряжение на нем определяется практически только первой гармоникой тока и будет синусоидальным при любой форме тока коллектора.

Расчет ограничителя производится по обобщенной амплитудной характеристике (рисунок 8.9) с использованием обобщенных параметров $X = U_{вх} / U_{б.э}$ и $Y = U_{огр} / (I_{к0} R_э') \approx U_{огр} / (Y_{21} U_{б.э} R_э')$. Здесь: $I_{к0}$ – амплитуда коллекторного тока, соответствующая началу ограничения из-за отсечки и насыщения (см. рисунок 8.8); $U_{б.э}$ – амплитуда напряжения на базе, соответствующая началу ограничения переменной составляющей коллекторного тока; $R_э'$ – резонансное сопротивление контура, пересчитанное в коллекторную цепь транзистора.

Исходными данными для расчета являются: $M_{вх}, P, U_{огр}, R_э$.

Расчет производится в следующем порядке.

1) по обобщенной амплитудной характеристике (рисунок 8.9) выбирается минимально возможная величина X и определяется соответствующее ей значе-

ние $U_{\text{ВЫХ}}$, при котором изменение амплитуды входного напряжения от $X \cdot (1 - M_{\text{ВХ}})$ до $X \cdot (1 + M_{\text{ВХ}})$ вызывает изменение амплитуды входного напряжения Y не больше чем на допустимую величину $\Delta Y / Y = 2M_{\text{ВХ}} / P$;

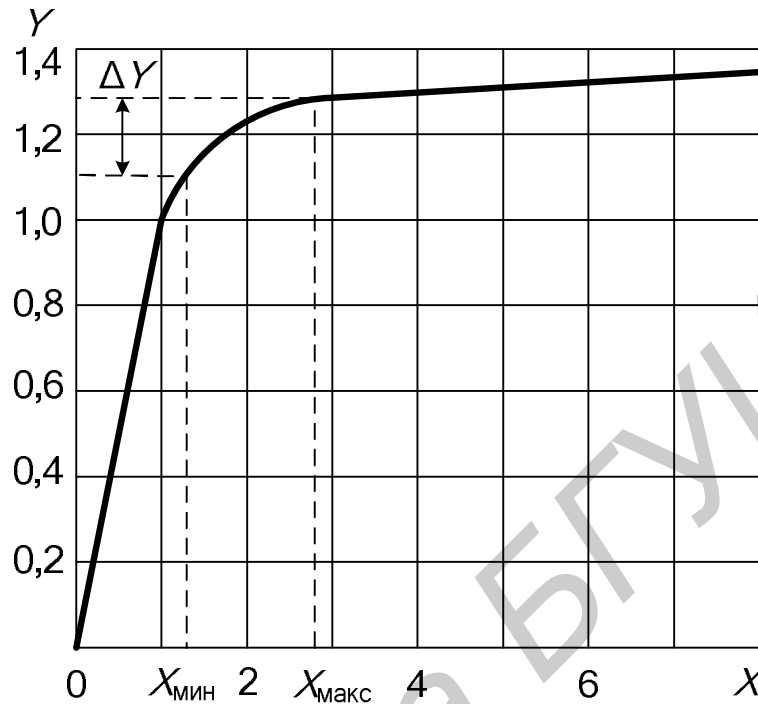


Рисунок 8.9

2) выбирается тип транзистора. По его характеристикам определяется положение рабочей точки и величина $I_{\text{к0}}$. Рассчитывается $R_3' = U_{\text{огр}} / I_{\text{к0}} Y$;

3) строится нагрузочная характеристика, по которой уточняются параметры рабочей точки $I_{\text{к0}}$ и $U_{\text{к0}}$. Ориентировочно величина $U_{\text{к0}}$ может быть определена по выражению $U_{\text{к0}} \approx I_{\text{к0}} R_3'$;

4) рассчитывается коэффициент включения транзистора в контур $p = \sqrt{R_3' / R_3}$;

5) определяется начальный ток базы $I_{\text{б0}} = I_{\text{к0}} / h_{21}$, где h_{21} – коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером. Величину $I_{\text{б0}}$ можно определить также по характеристикам транзистора;

6) по входным характеристикам транзистора определяется постоянное напряжение на базе $U_{\text{б0}}$;

7) рассчитывается сопротивление $R_{\text{ф}} = (1,4 \dots 1,6) m^2 R_3 = (1,4 \dots 1,6) R_3'$;

8) находится напряжение источника питания $E_{\text{к0}} = U_{\text{к0}} + I_{\text{к0}} R_{\text{ф}}$;

9) рассчитывается сопротивление $R_{\text{б}} = (|E_{\text{к0}}| - |U_{\text{б.э}}|) / I_{\text{б0}}$;

10) определяется амплитуда входного напряжения $U_{\text{т вх}} = X U_{\text{б.э}}$.

На рисунке 8.10 приведена схема амплитудного ограничителя, в котором используется дифференциальный усилитель, характерный для современных микросистемных устройств. Входной каскад на транзисторе VT_1 выполнен по схеме с общим коллектором, а его нагрузкой является термостабилизированный источник тока на транзисторе VT_3 . Выходной транзистор VT_2 включен по схеме с общей базой.

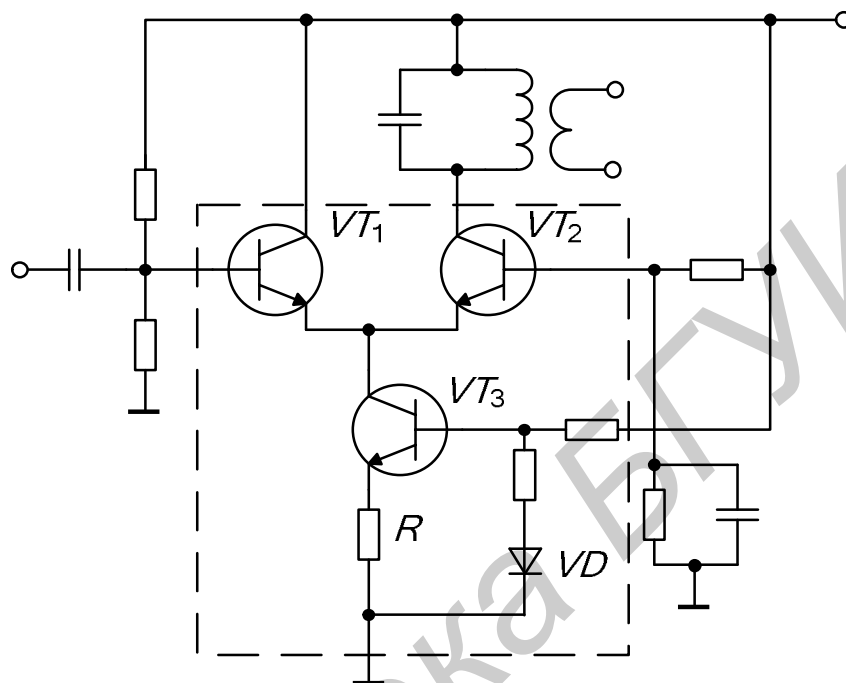


Рисунок 8.10

В данном ограничителе ограничение тока происходит за счет отсечки токов транзисторов VT_1 и VT_2 попеременно: при максимальном значении напряжения отрицательной полуволны происходит запираение транзистора VT_1 , приводящее к максимальному возрастанию тока VT_2 ; при положительной полуволне ток VT_1 увеличивается, а транзистор VT_2 подзапирается. Колебательный контур в коллекторной цепи VT_2 выделяет полосу частот модуляции в районе первой гармоники.

На рисунке 8.11 приведена схема диодного ограничителя, в котором параллельно колебательному контуру последнего каскада усилителя сигналов промежуточной частоты включены диоды VD_1 и VD_2 . Верхняя точка контура заземлена по переменному току с помощью конденсатора C_5 .

К этой точке контура с помощью конденсаторов C_2 и C_6 через конденсатор C_5 подключены соответственно анод диода VD_1 и катод диода VD_2 . Катод диода VD_1 и анод VD_2 соединены непосредственно с нижней «точкой контура». На оба диода подано небольшое запирающее напряжение, которое формируется на резисторах R_3 (для диода VD_1) и R_4 (для диода VD_2).

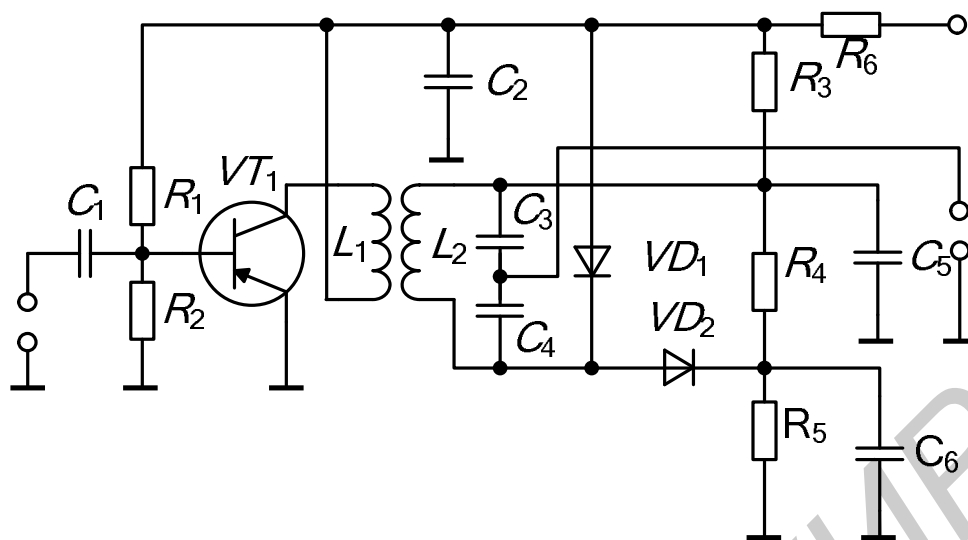


Рисунок 8.11

Если амплитуда сигнала на контуре меньше величины запирающего напряжения – диоды закрыты все время и не оказывают влияния на усиление каскада. В противном случае в моменты времени, когда мгновенное напряжение сигнала превышает запирающее напряжение, диоды открываются и шунтируют контур (диод VD_2 во время положительной полуволны и VD_1 – отрицательной), уменьшая усиление и стабилизируя выходное напряжение каскада. Недостатком диодного ограничителя в отличие от транзисторного является отсутствие усиления. В то же время он имеет достаточно высокую эффективность, сравнительную простоту и экономичность.

8.2 Описание лабораторной установки

Лабораторный макет (рисунок 8.12) позволяет исследовать ограничители амплитуды на транзисторе и диодах, дискриминатор и дробный детектор.

Транзисторный амплитудный ограничитель собран на транзисторе VT_1 и настроен на частоту 6,5 МГц. Его эффективность ограничения составляет примерно 20 дБ. Порог ограничения можно изменять путем изменения тока базы транзистора, что достигается переключением резисторов $R_1 \dots R_4$ в цепи базы переключателем SA3.

Диодный ограничитель собран на транзисторе VT_2 и диодах VD_1 и VD_2 . Изменение порога ограничения осуществляется изменением напряжения смещения на диодах. Для этой цели в схему введены резисторы $R_{10} \dots R_{12}$, переключение которых производится переключателем SA4.

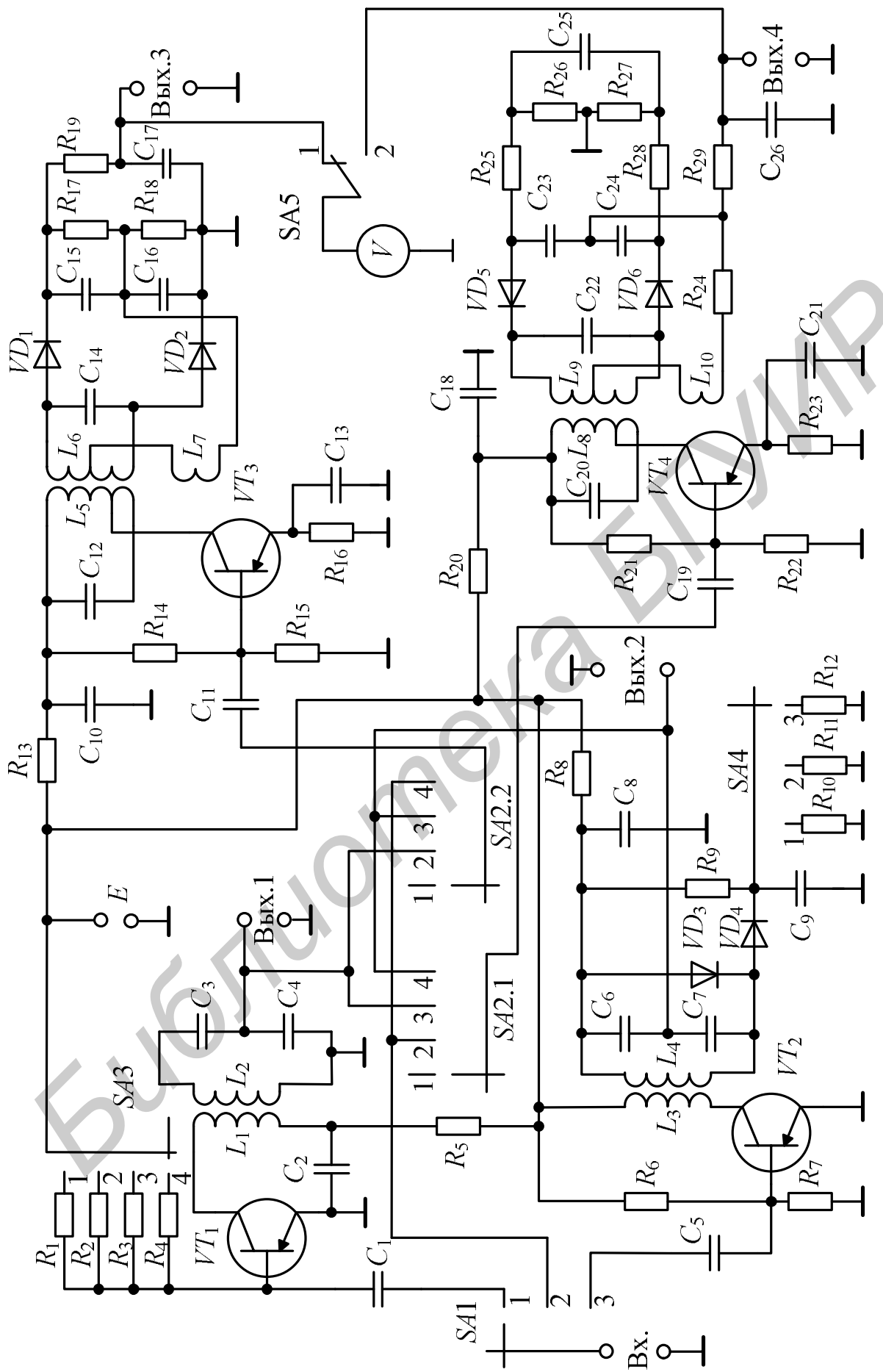


Рисунок 8.12

Схемы дискриминатора и дробного детектора типовые. Частота настройки – 6,5 МГц, входное напряжение – 10...30 мВ, выходное – 150...250 мВ. В работе предусмотрена возможность исследования ЧМ детектора совместно с ограничителем амплитуды. Переключение вида работы осуществляется переключателем SA2.

Регистрация относительно небольшого постоянного напряжения на выходе детекторов осуществляется с помощью вольтметра V . Подключение его к исследуемым детекторам осуществляется с помощью переключателя SA5.

Исследование элементов приёмника ЧМ сигналов производится с помощью генератора сигналов ГС Г4–221, милливольтметра МВ В3–39 и генератора качающейся частоты ГКЧ Х1–7.

8.3 Порядок проведения работы

8.3.1. Исследование транзисторного амплитудного ограничителя

1. Включить лабораторную установку и контрольно-измерительную аппаратуру. Вход « μV » ГС – «Вх. «; МВ – «Вых.1»; SA1, SA2 – «1».

2. Настроить ГС на резонансную частоту ограничителя (6,5 МГц). Изменяя величину входного напряжения, отсчитываемого по лимбу генератора с учетом показания выходного индикатора, производить измерение переменного напряжения на выходе ограничителя. Входной сигнал изменять в пределах от 0 до 100 мВ. Построить график зависимости $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$.

Амплитудная характеристика снимается для всех величин $R_{\text{Г}}$, т.е. при всех положениях переключателя SA3.

По построенным характеристикам $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$ определить основные параметры ограничителя $U_{\text{пор}}$, P и K , воспользовавшись формулами (8.2) и (8.3). Провести сравнение различных режимов работы ограничителя.

3. Рассчитать амплитудный ограничитель на транзисторе. При расчете ограничителя рекомендуется исходить из следующих его параметров: $M_{\text{ВХ}} = 0,3...0,5$; $P = 20...40$ дБ; $U_{m \text{огр}} = 2...4$ В; $R_{\text{Г}} = 10...15$ кОм. Расчет провести для транзистора КТ337А. Осуществить сравнение результатов расчета и эксперимента по основным характеристикам и параметрам ограничителя.

8.3.2. Исследование диодного ограничителя

1. МВ – «Вых.2»; SA1 – «3»; SA2 – «1».

2. Снять амплитудной характеристики ограничителя для всех положений переключателя SA4. По полученным характеристикам определить параметры ограничителя и сравнить различные режимы его работы.

3. Провести сравнение ограничителей на транзисторе и диодах.

8.3.3. Исследование частотно-фазового дискриминатора

1. SA1 – «2»; SA2 – «4». Подключить к макету ГКЧ следующим образом: выход ГКЧ включается на вход исследуемого макета, а вход ГКЧ – на выход дискриминатора. Получить на экране ГКЧ изображение частотной характеристики детектора и зарисовать её.

2. Определение параметров детектора (ширины линейного участка характеристики и её крутизны).

Переключатель SA5 поставить в положение «1», положения остальных переключателей не менять. Переключатель пределов измерения микроамперметра поставить в положение «100 мкА»; при этом максимальное показание микроамперметра соответствует напряжению 300 мВ.

Снять частотную характеристику. Для этого, поддерживая неизменным напряжение на выходе ГС, следует перестраивать генератор по частоте и измерять выходное напряжение дискриминатора.

Определить ширину линейного участка характеристики и по формуле (8.1) – её крутизну, т.е. отношение приращения выходного напряжения к соответствующему ему приращению частоты.

8.3.4. Исследование дробного детектора

1. SA1 – «2»; SA2 – «2».

Получить на экране ГКЧ изображение частотной характеристики и зарисовать её. Снять частотную характеристику и определить основные параметры детектора.

8.4 Контрольные вопросы

1. Основные характеристики и параметры частотных детекторов. Требования, предъявляемые к ним.

2. В чем заключается принцип работы частотных детекторов?

3. Отметить различия характеристик дробного детектора и дискриминатора и объяснить их причины.

4. Чем вызвана необходимость применения ограничителей в приёмниках ЧМ-сигналов? Нарисовать схемы основных типов ограничителей и описать их работу.

5. От чего зависит вид амплитудной характеристики ограничительного каскада?

6. В чем заключается сущность подавления помехи в детекторе ЧМ-сигналов?

9 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА «ДИОДНЫЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ»

Цель работы: исследовать основные режимы работы параметрических регенеративных усилителей метрового диапазона волн

9.1 Краткие теоретические сведения

9.1.1. Одноконтурный регенеративный параметрический усилитель

Одним из методов малощумящего усиления в диапазоне СВЧ является метод параметрического усиления. Сущность его состоит в том, что потери энергии в колебательном контуре восполняются за счет внешнего источника переменного напряжения (генератора накачки). Этот источник периодически изменяет один из параметров контура, как бы «накачивая» в него дополнительную энергию. Для реализации эффекта параметрического усиления контур должен иметь переменную реактивность, которая накапливает энергию и периодически отдает её в резонансную систему, увеличивая полезный выходной эффект такого устройства.

Рассмотрим идеализированную модель – колебательный контур с управляемой ёмкостью, величина которой скачкообразно изменяется в соответствии с приложенным к ней напряжением подкачки (рисунок 9.1).

Для того чтобы получить зависимость изменения напряжения от изменения емкости, продифференцируем известное выражение $U_c = Q_c / C$, связывающее напряжение на обкладках U_c , величину емкости C и заряд на конденсаторе Q_c : $dU_c = -(Q_c / C^2) dC$ или $dU_c = -(Q_c / C) \cdot dC / C = -U_c \cdot dC / C$, откуда следует, что $dU_c / U_c = -dC / C$. Считая приращения C и U_c достаточно малыми, можем записать

$$\Delta U_c / U_c = -\Delta C / C .$$

Из этого выражения видно, что уменьшение емкости в момент t_1 ($\Delta C < 0$) вызывает увеличение напряжения на величину ΔU_c . При этом очень важно соблюдать определенные фазовые соотношения при изменении емкости C . Так если в момент t_1 произойдет увеличение емкости ($\Delta C > 0$), то напряжение U_c уменьшится на величину ΔU_c .

В течение промежутка времени от t_1 до t_2 ёмкость остается постоянной, а конденсатор разряжается до нулевого напряжения (момент t_2). Если в этот момент увеличить ёмкость конденсатора на величину ΔC , то изменения напряжения на его обкладках не будет, т. к. U_c при этом равно 0. Но так как ёмкость увеличила свое значение, то вся система готова к тому, чтобы в момент t_3 вновь увеличить напряжение U_c на величину ΔU_c .

Затем весь процесс повторяется снова, вызывая увеличение полезного сигнала до величины, ограничиваемой нелинейностью устройства.

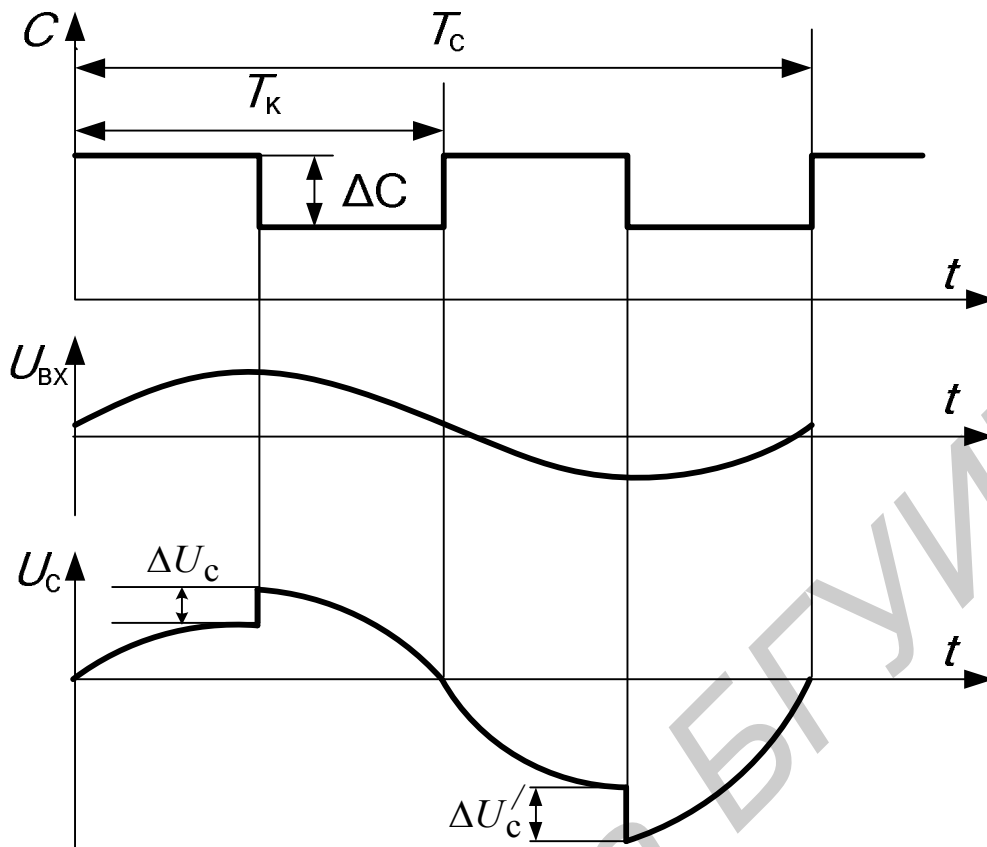


Рисунок 9.1

В реальных системах генератором накачки является генератор синусоидального напряжения. В качестве переменной емкости обычно используется варикап. Типичная зависимость $C = f(U_{см})$ для варикапа изображена на рисунке 9.2.

Для небольшого напряжения накачки U_H справедлива следующая запись: $C \approx C_0 + \Delta C \sin(\omega_H t) = C_0 (1 + (\Delta C / C_0) \sin(\omega_H t))$. Величина $C/C_0 = m$ – коэффициент глубины модуляции емкости является важным параметром, т. к. определяет ряд его основных параметров. При увеличении U_H величина m также растет. При этом в контур «накачивается» больше энергии и в нём растет степень компенсации потерь. Такое явление эквивалентно введению в контур отрицательного сопротивления $-R_{вн}$. Следствием этого является увеличение эквивалентной добротности $Q_э$ и соответственно сужение полосы пропускания Π параметрического усилителя. Характеристика 3 на рисунке 9.3 соответствует максимальному m и K_p . Дальнейшее увеличение m может привести к тому, что при каком-то значении $m_{кр}$ произойдет полная компенсация потерь в колебательном контуре и малейшая флюктуация вызовет генерацию, т. е. усилитель заработает в режиме параметрического генератора. Этому случаю соответствует значение $m_{кр}(U_{н.кр})$ на рисунке 9.4. Как показывает анализ, произведение усиления на полосу постоянно: $K_p \cdot \Pi = \text{const}$.

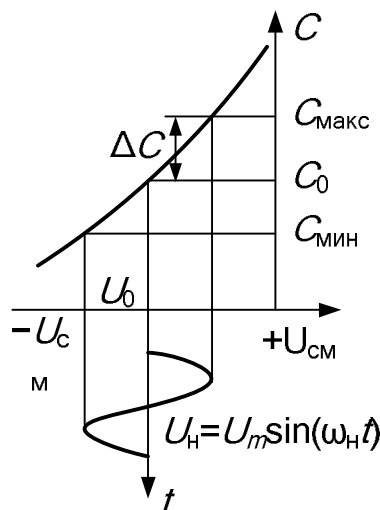


Рисунок 9.2

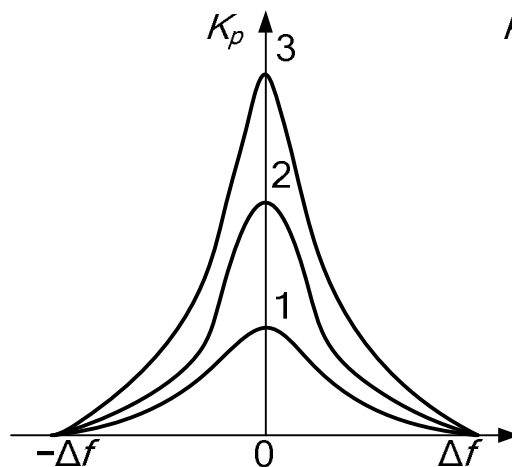


Рисунок 9.3

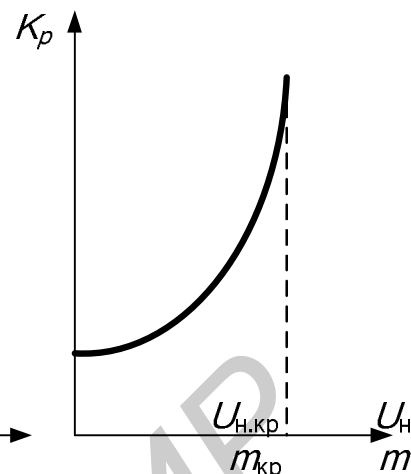


Рисунок 9.4

В общем случае на нелинейную ёмкость действуют колебания с частотами f_c и f_H . Результатом их взаимодействия является наличие колебаний с частотами $f_{\text{комб}} = n \cdot f_c + p \cdot f_H$. В силу того, что параметрический усилитель (ПУ) представляет собой избирательную систему, в нем происходит подавление всех колебаний с n и $p > 1$. В таком случае спектр результирующего колебания определяется частотами f_c и f_H , а также частотами $f_+ = f_c + f_H$ и $f_- = f_H - f_c$. Каждой составляющей соответствует своя мощность: обозначим их соответственно P_c, P_H, P_+, P_- .

Исходя из баланса мощностей в замкнутой системе:

$$\Sigma P = P_c + P_H + P_- + P_+ = W_c f_c + W_H f_H + W_- (f_H - f_c) + W_+ (f_H + f_c) = 0,$$

где $W = P/f$ – энергия, которой обладает система на соответствующей частоте; можно записать, что

$$(P_H/f_H) + (P_+/f_+) + (P_-/f_-) = 0, \quad (9.1)$$

$$(P_c/f_c) + (P_+/f_+) - (P_-/f_-) = 0. \quad (9.2)$$

Эта система уравнений, называемых уравнениями Мэнли-Роу, позволяет определить, на каких частотах в нагрузку отдается энергия.

Знак мощности в уравнениях (9.1), (9.2) зависит от того, потребляется она усилителем (тогда $P > 0$) или отдается усилителем в нагрузку ($P < 0$). Поскольку мощность генератора накачки потребляется усилителем, то для любого вида ПУ всегда $P_H > 0$.

Рассмотрим, как выглядит использование этих уравнений для регенеративного ПУ, изучаемого в данной работе. В таком усилителе с помощью резонансной системы подавляется колебание с суммарной частотой $f_+ = f_c + f_H$ при этом $P_+ = 0$. Уравнения (9.1), (9.2) при этом приобретут вид

$$(P_H/f_H) + (P_-/f_-) = 0, \quad (9.3)$$

$$(P_c/f_c) - (P_-/f_-) = 0. \quad (9.4)$$

Из уравнения (9.3) следует, что $P_- < 0$. Это означает, что ПУ отдает энергию в нагрузку на резонансной частоте $f_- = f_H - f_c$. Из уравнения (9.4) видно, что если $P_- < 0$, то и $P_c < 0$.

Мощность в нагрузку отдается по двум каналам: в результате преобразования и прямого прохождения сигнала. Если выбрать $f_H = 2f_c$, то $f_- = f_c$ и по обоим каналам сигнал в нагрузку поступает на одной и той же частоте f_c . Соответствующая расстановка частот показана на рисунке 9.5.

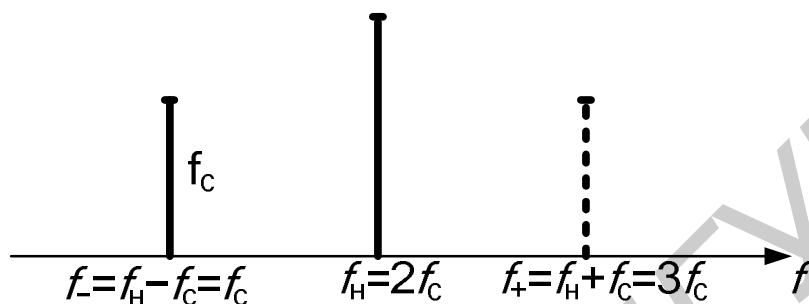


Рисунок 9.5

Однако в силу того, что в общем случае $f_- \neq f_c$, в нагрузку ПУ поступают две компоненты с разными частотами и произвольными фазовыми сдвигами. Между ними образуются биения, что приводит к нестабильной работе усилителя. Даже при строгом выполнении равенства $f_- = f_c$ надо выдерживать определенный фазовый сдвиг между напряжением сигнала и накачки. Это очевидно и из рисунка 9.1.

Принципиальная схема одноконтурного регенеративного ПУ показана на рисунке 9.6. Колебательный контур с сосредоточенными параметрами состоит из переменной емкости $C_k(t)$ и индуктивности L_k . Постоянное запирающее напряжение смещения U_0 на варикап VD подается от источника постоянного напряжения $E_{см}$ через развязывающий дроссель Dr . Переменное напряжение U_H поступает от генератора накачки. Полезный сигнал через фильтр $\Phi 1$, настроенный на частоту накачки, поступает в контур. Фильтр имеет большое сопротивление на частоте накачки, поэтому генератор накачки не шунтируется источником полезного сигнала. Так как частота сигнала равна половине частоты накачки, то для полезного сигнала фильтр $\Phi 1$ не представляет заметного сопротивления.

Фильтр $\Phi 2$, настроенный на частоту полезного сигнала, ослабляет шунтирующее действие генератора накачки на контур, а фильтр $\Phi 3$, настроенный на частоту накачки, ослабляет шунтирующее действие проводимости нагрузки G_H на генератор накачки. Разделительная ёмкость C_p велика и не влияет на параметры контура.

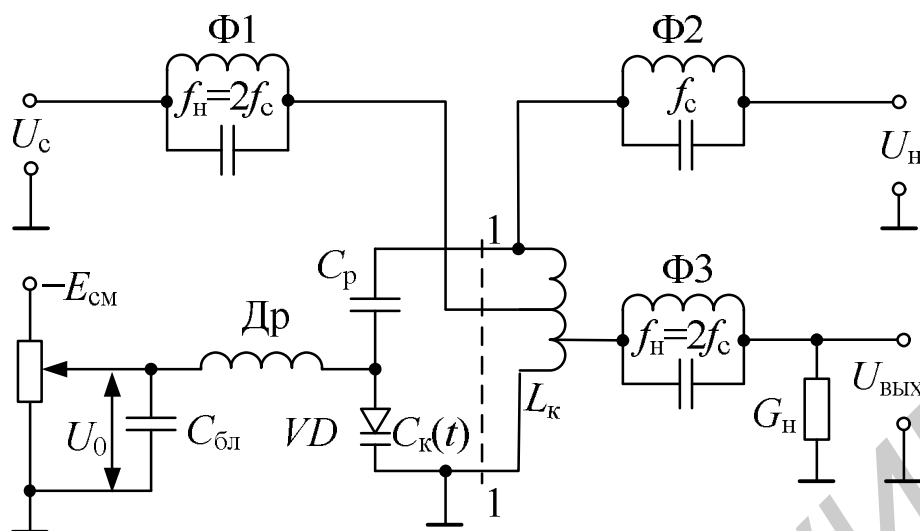


Рисунок 9.6

Эквивалентная схема усилителя, приведенная к сечению 1-1, приведена на рисунке 9.7.

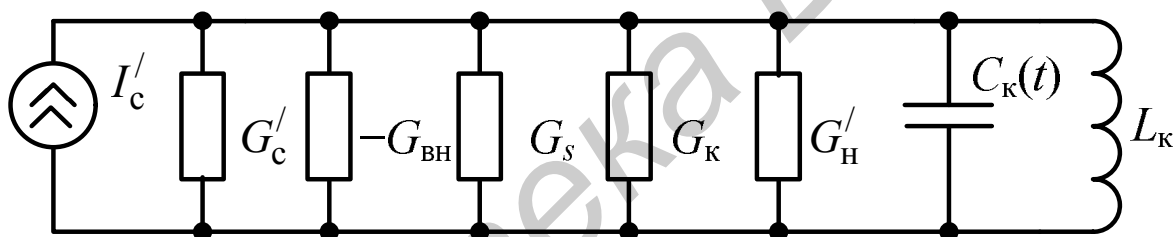


Рисунок 9.7

Эта схема содержит:
генератор тока I'_c , учитывающий источник входного сигнала;
активную проводимость источника сигнала G'_c ;
активную проводимость ненагруженного контура $G_к$;
отрицательную проводимость $-G_{ВН}$, обусловленную параметрическим эффектом ($-G_{ВН} = -1/R_{ВН}$);
активную проводимость $p-n$ – перехода G_s ;
трансформированную активную проводимость нагрузки G'_H ;
 $L_к$ и $C_к(t)$, учитывающие избирательные свойства усилителя. Как показывает анализ, при некоторых допущениях:

$$K_p = P_{ВЫХ} / P_{ВХ} = G'_c / (G'_c + G_к + G_s - G_{ВН}), \quad (9.5)$$

$$N = 1 + (G_к + G'_H + G_s) / G'_c, \quad (9.6)$$

где N – коэффициент шума.

Из выражения для K_p следует, что величина усиления по мощности может быть сделана сколь угодно большой при изменении $-G_{вн}$. Однако при чрезмерном K_p ухудшается устойчивость работы усилителя. Коэффициент шума N не зависит от $-G_{вн}$. Это объясняется тем, что наличие $-G_{вн}$ обусловлено изменением чисто реактивного параметра – ёмкости. Величина N может быть сделана достаточно малой (1...2 дБ) путем уменьшения G'_H , G_S и увеличения G'_C . Для уменьшения коэффициента шума следует использовать охлаждение ПУ.

9.1.2. Двухконтурный регенеративный параметрический усилитель

В двухконтурных параметрических усилителях допускается свобода выбора частот сигнала и накачки. Они могут находиться в произвольном соотношении. Усиление двухконтурных ПУ не зависит от начальных фазовых соотношений между напряжениями сигнала и накачки. Двухконтурный регенеративный ПУ состоит из двух контуров $L_{к1}$, $C_{к1}$ и $L_{к2}$, $C_{к2}$ (рисунок 9.8), которые связаны переменной ёмкостью $C(t)$ закрытого $p-n$ – перехода варикапа VD. Назначение фильтров $\Phi 1$, $\Phi 2$ и $\Phi 3$ такое же, как и в схеме рисунка 9.6.

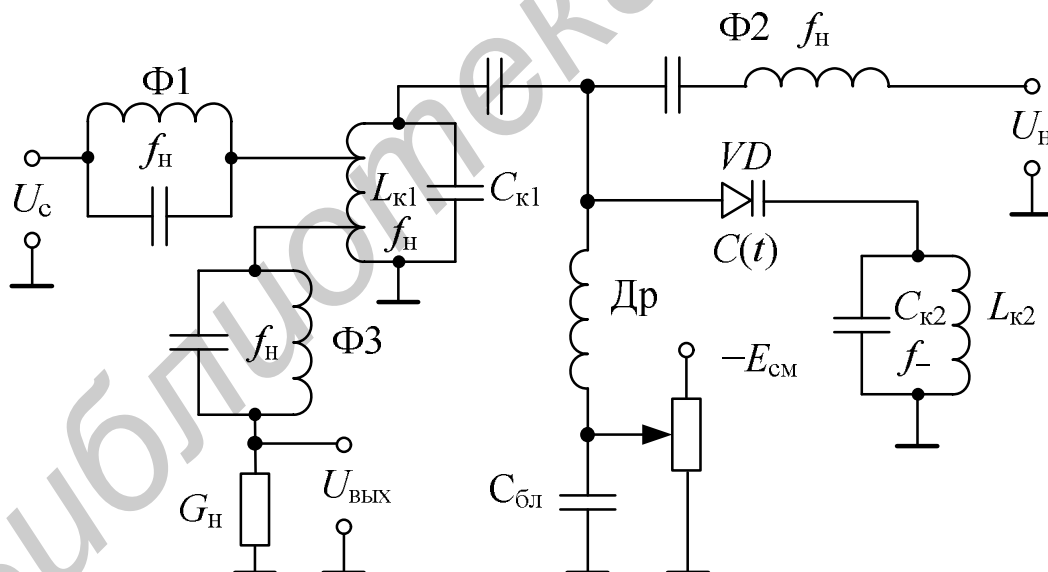


Рисунок 9.8

К первому контуру, настроенному на частоту полезного сигнала f_c , подключаются источник сигнала U_c и проводимость нагрузки G'_H . Второй контур в данном случае играет вспомогательную роль и называется холостым, он настроен на разностную частоту $f_- = f_H - f_c$. Расстановка частот настройки контуров в двухконтурном регенеративном ПУ производится обычно в соответ-

вии с рисунком 9.9. Частота накачки $f_H = f_c + f_-$. Выбор конкретной частоты f_- определяется требуемыми шумовыми свойствами усилителя. При увеличении f_- коэффициент шума уменьшается.

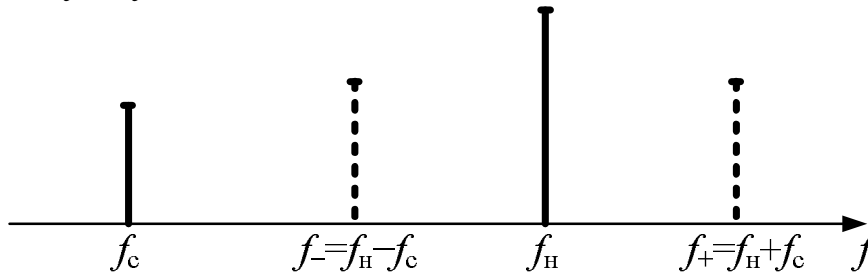


Рисунок 9.9

Усилительная способность ПУ такого вида описывается уравнениями (9.3) и (9.4). Для этого случая мощность отрицательна на двух частотах: f_c и f_- . Колебание разностной частоты выделяется в «холостом» контуре, расстроенном относительно частоты f_c , поэтому в нагрузку поступает колебание только на частоте f_c . Таким образом, усилитель этого типа свободен от недостатков предыдущего и отличается большей стабильностью.

Коэффициент усиления по мощности может быть рассчитан следующим образом:

$$K_p = 4G_c G_H / (G_3 - G_{BH})^2 \quad (9.7)$$

где $G_3 = G_c' + G_H' + G_K + G_S$ – эквивалентная активная проводимость рабочего контура при отключенном генераторе накачки.

2.1.1. Стабильный повышающий преобразователь

Этот тип ПУ представляет двухконтурный параметрический усилитель, эквивалентная схема которого приведена на рисунке 9.10 (не показаны цепи смещения варикапа и генератор накачки).

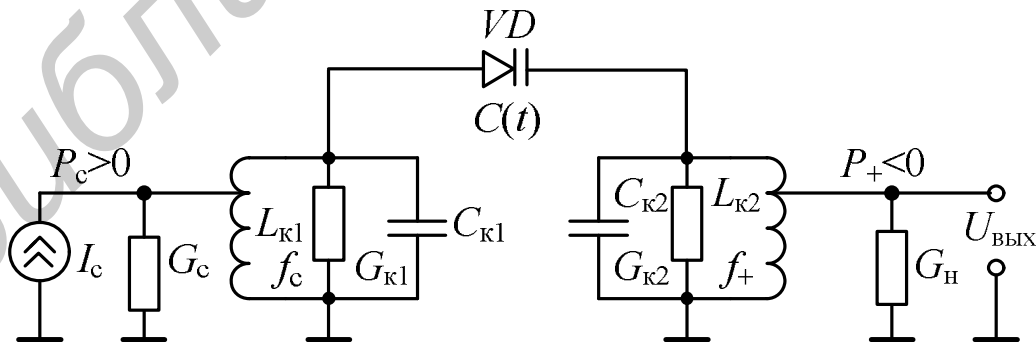


Рисунок 9.10

Первый (входной) контур усилителя настроен на частоту сигнала f_c , второй (выходной) – на суммарную частоту $f_+ = f_c + f_H$. Разностная частота

$f_- = f_H - f_c$ подавляется с помощью фильтрующей системы ($P_- = 0$). Соответствующий спектр частот представлен на рисунке 9.11.

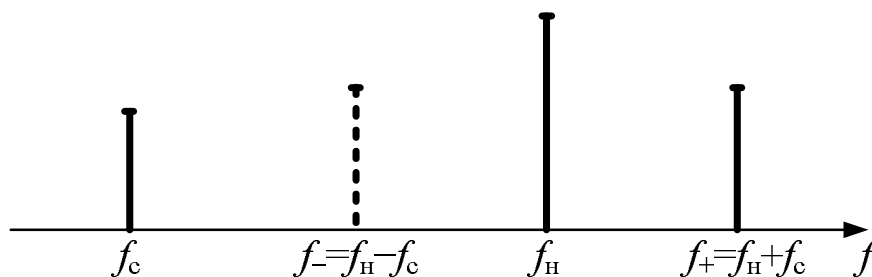


Рисунок 9.11.

Полагая $P_H > 0$ и $P_- = 0$, из (9.1) и (9.2) имеем

$$(P_H/f_H) + (P_+/f_+) = 0, \quad (9.8)$$

$$(P_c/f_c) + (P_+/f_+) = 0. \quad (9.9)$$

Нетрудно заметить, что в этом случае $P_+ < 0$, т.е. она отдается реактивно-стью во внешнюю цепь. Из выражения (9.9) можно получить:

$$K_p = P_{\text{ВЫХ}}/P_{\text{ВХ}} = P_+/P_c = f_+/f_c. \quad (9.10)$$

Последнее выражение позволяет рассчитать максимально возможное усиление повышающего преобразователя. Суммарная частота f_+ больше частоты сигнала f_c , следовательно, $K_p > 1$, причем с ростом частоты накачки f_H растет суммарная частота f_+ и вместе с тем увеличивается и K_p .

Выражение (9.9) показывает, что для данного усилителя P_c всегда положительна, т. е. усиления на частоте сигнала не происходит. Различие частот на входе и выходе усилителя обуславливает высокую стабильность его работы.

Коэффициент шума стабильного повышающего преобразователя уменьшается при увеличении отношения f_+/f_c . Поэтому это отношение выгодно брать возможно большим, обеспечивая одновременно высокое усиление и низкий коэффициент шума. Практическая реализация такого ПУ, как правило, ограничивается диапазоном метровых и дециметровых волн. Коэффициент усиления K_p стабильных повышающих преобразователей обычно составляет 18...25 дБ при коэффициенте шума 1,2...1,5 дБ.

9.1.4. Нестабильный регенеративный повышающий преобразователь

Нестабильный повышающий преобразователь представляет собой двухконтурный ПУ, первый (входной) контур которого настроен на частоту сигнала f_c , второй (выходной) – на разностную частоту $f_- = f_H - f_c$. Эквивалентная схема такого усилителя приведена на рисунке 9.12. Полезный входной сигнал от источника сигнала поступает в первый контур на частоте f_c , выходной пре-

образованный сигнал разностной частоты f_- – снимается со второго контура, к которому подключена нагрузка.

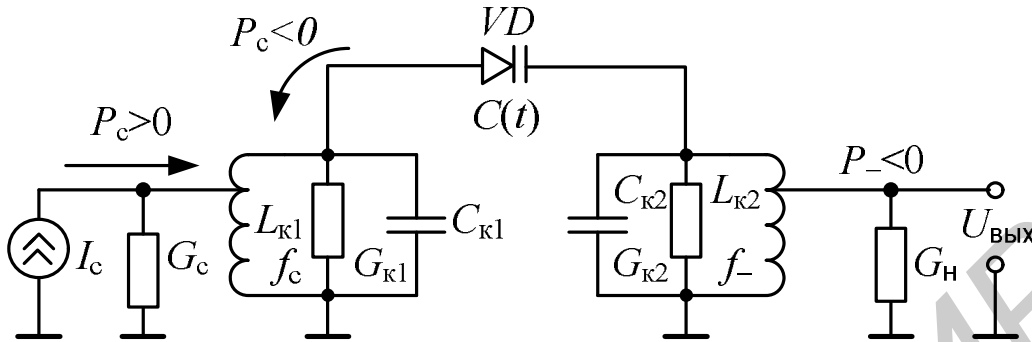


Рисунок 9.12

Сигнал суммарной частоты $f_+ = f_c + f_n$ в усилителе подавляется с помощью фильтрующих цепей ($P_+ = 0$). Расстановка, частот нестабильного повышающего преобразователя показана на рисунке 9.13.

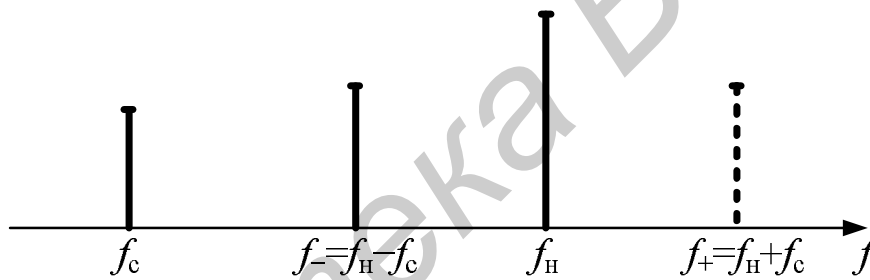


Рисунок 9.13

Усилительная способность ПУ такого вида также описывается уравнениями (9.3) и (9.4). Мощность P_n поступает в реактивность от генератора накачки и является положительной, а мощность P_- – на разностной частоте отрицательна. Она отдается реактивностью во внешнюю цепь и рассеивается во втором (выходном) контуре, настроенном на разностную частоту.

Из (9.4) следует, что мощность P_c также отрицательна. Следовательно, реактивность отдает во внешнюю цепь мощность и на частоте f_c . Таким образом, усилитель может генерировать и воспроизводить колебания на частотах обоих контуров. Последнее обстоятельство объясняет название усилителя как «нестабильного повышающего преобразователя» или «регенеративного повышающего преобразователя».

Максимальное усиление ПУ без учета потерь в контурах и регенерации находится из (9.12) как отношение выходной мощности:

$$K_p = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}} = P_- / P_c = f_- / f_c. \quad (9.11)$$

Выбирая разностную частоту $f_- = f_n - f_c$ больше частоты сигнала, получают коэффициент усиления $K_p > 1$. Однако при большом значении K_p резко

ухудшается стабильность усилителя. Поэтому в подобных усилителях, как правило, не реализуют K_p большее, чем 25...30 дБ. Так же как и в случае одноконтурного ПУ для регенеративного повышающего преобразователя произведение полосы пропускания Π_0 на K_p есть величина постоянная:

$$K_p \cdot \Pi_0 = \text{const} . \quad (9.12)$$

Коэффициент шума регенеративного повышающего преобразователя также зависит от отношения f_-/f_c . Для его уменьшения необходимо:

увеличивать f_-/f_c , т.е. увеличивать f_H ;

применять охлаждение элементов усилителя;

уменьшать влияние шумов нагрузки, для чего нагрузку следует включать через вентиль или циркулятор.

Коэффициент шума такого ПУ в итоге практически не отличается от коэффициента шума стабильного повышающего преобразователя и может быть сделан достаточно малым.

9.2 Описание лабораторной установки

Лабораторный макет (рисунок 9.14) содержит одноконтурный и двухконтурный параметрические усилители и широкополосный усилитель, настроенный на частоту 30 МГц.

В одноконтурном усилителе (ПУ1) в качестве управляемой емкости используется варикап VD_1 типа Д901Г, имеющий начальную ёмкость $C_0=27$ пФ при $U_{см}=8...9$ В. Положительное напряжение смещения $U_{см}$ подается на катод варикапа со средней точки потенциометра R_2 через развязывающий, дроссель L_3 . На зажимы «Вх. 1» подается входной усиливаемый сигнал, на зажимы «Вх. 2» – напряжение накачки. Фильтр L_1, C_1 настроенный на частоту f_H , имеет большое сопротивление на этой частоте, поэтому генератор накачки не шунтируется источником полезного сигнала. Фильтр L_2, C_2 , настроенный на частоту полезного сигнала, ослабляет шунтирующее действие генератора накачки, а фильтр L_5, C_5 с частотой настройки f_H ослабляет шунтирующее действие проводимости нагрузки на генератор накачки. Усиленный сигнал на частоте 30 МГц через переключатель SA_1 поступает на полосовой усилитель.

В двухконтурном параметрическом усилителе (ПУ2) входной сигнал с частотой $f_c = 30$ МГц с зажимов «Вх. 3» подается на контур L_8, C_9 . Напряжение накачки с частотой $f_c = 70$ МГц подается на зажимы «Вх. 4» и поступает на управляемую ёмкость (варикап VD_2 типа Д901Г) через последовательный контур L_9, C_{10} , настроенный на частоту f_c . Контур L_{10}, C_{11} настроен на разностную частоту $f_- = 40$ МГц. Назначение контуров $L_6, C_7; L_9, C_{10}$ и L_{11}, C_{12} такое же, как в схеме ПУ1.

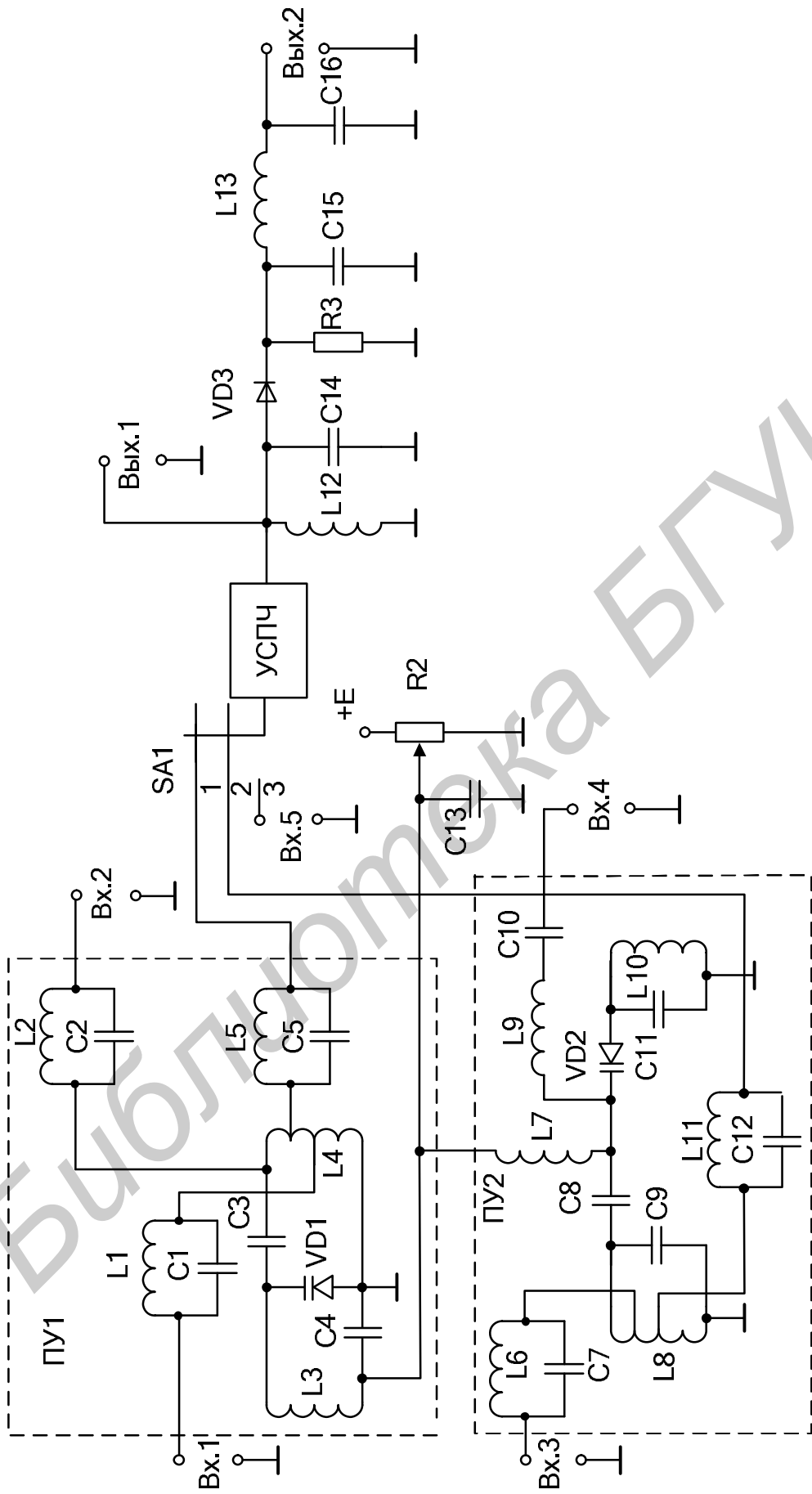


Рисунок 9.14

Напряжение смещения подается на варикап со средней точки потенциометра R_2 через дроссель L_7 . Усиленное напряжение с частотой 30 МГц поступает на вход полосового усилителя через переключатель SA_1 .

Полосовой усилитель предназначен для усиления выходного сигнала ПУ до напряжения 1 В. Полоса пропускания усилителя равна 4 МГц. В блоке усилителя на диоде VD_3 собран детектор АМ сигнала, выходное напряжение которого подается на вольтметр постоянного напряжения.

В работе используются генераторы сигналов высокочастотные: Г4-221 (сигнала) и Г4-7А (накачки) и вольтметр высокочастотный В3-25.

9.3 Порядок проведения работы

9.3.1. Исследование полосового усилителя

1. Измерение частотной характеристики

Переключатель SA_1 установить в положение «3». На разъём «Вх. 5» подать напряжение величиной 1 мВ от генератора Г4-221, к зажимам «Вых. 1» подключить вольтметр В3-25. Изменяя частоту генератора в пределах 30 ± 10 МГц, записать показания вольтметра. Построить частотную характеристику полосового усилителя $K(f)$.

2. Снять амплитудную характеристику полосового усилителя на резонансной частоте $U_{\text{ВЫХ}} = \varphi(U_{\text{ВХ}})$, изменяя входное напряжение $U_{\text{ВХ}}$ в пределах 0...10 мВ.

9.3.2. Исследование одноконтурного ПУ

1. Настройка сигнального контура одноконтурного ПУ. Переключатель SA_1 установить в положение 1. К разъёму «Вх. 1» подключить Г4-221 (генератор сигнала), а к разъёму «Вх. 2» – Г4-7А (генератор накачки). Вольтметр В3-25 подключить к зажимам «Вых. 2». Не включая анодное питание Г4-7А, от генератора Г4-221 подать на вход ПУ $U_c = 1$ мВ. Частоту сигнала уточнить у преподавателя. Изменяя напряжение смещения на варикапе с помощью потенциометра R_2 , настроить в резонанс сигнальный контур ПУ по максимуму показаний В3-25.

2. Получение параметрического усиления.

От генератора накачки Г4-7А подать напряжение $U_H \approx 200$ мВ на частоте 60 МГц. Медленно изменяя частоту накачки, добиться максимального выходного напряжения. Для контроля точности настройки следует выключить генератор входного сигнала, при этом выходное напряжение должно упасть до нуля. Если это условие не выполняется, то необходимо уменьшить напряжение накачки или заново перестроить генератор сигнала.

3. Измерение коэффициента усиления по мощности и полосы пропускания.

Добившись устойчивого параметрического усиления, уменьшить напряжение накачки до 0,05 В и измерить значение $U_{\text{ВЫХ.НОМ}}$. С помощью генератора сигнала Г4-221 определить полосу пропускания $\Pi_{0,7}$.

Постепенно (через 0,05 В) увеличивая напряжение накачки (до значения 300 мВ) и подстраивая каждый раз генераторы, записывать значения полосы пропускания ПУ и U_c , при которых $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ.НОМ}}$.

По амплитудной характеристике полосового усилителя (см. п. 9.3.1) определить значение $U_{\text{ВХ}}$, соответствующее $U_{\text{ВЫХ.НОМ}}$. Значение $U_{\text{ВХ}}$ является одновременно выходным напряжением ПУ $U_{c.\text{ВЫХ}}$. Учитывая, что $R_{\text{ВХ}}$ полосового усилителя составляет 200 Ом, $R_{\text{ВХ}}$ ПУ – 75 Ом, рассчитать экспериментальные значения коэффициента усиления по мощности для каждой величины напряжения накачки по формуле $K_p = 75U_{c.\text{ВЫХ}}^2 / 200U_c^2$. Построить на одном графике зависимости $K_p = \varphi_1(U_{\text{Н}})$, $\Pi_{0,7} = \varphi_2(U_{\text{Н}})$, $K_p \cdot \Pi_{0,7} = \varphi_3(U_{\text{Н}})$.

4. Измерение коэффициента шума

Установить напряжение накачки 0,05 В и подстроить генераторы сигнала и накачки. Выключить анодное питание генератора входного сигнала и измерить с помощью вольтметра ВЗ-25 напряжение шумов на выходе макета (гнезда «Вых. 1»). Включить генератор сигнала и установить напряжение на входе макета U_c соответствующее увеличению выходного напряжения в 2 раза по сравнению с напряжением шумов.

Аналогичные измерения проделать для других значений напряжения накачки, соответствующих п. 9.3.2.

Рассчитать зависимость коэффициента шума макета $N_{\text{М}}$ от $U_{\text{Н}}$ по формуле

$$N_{\text{М}} = 0,83U_c^2 (\text{мкВ}) / \Pi_{0,7} (\text{МГц}).$$

Зная, что коэффициент шума N_y всего усилительного тракта, включенного после ПУ, равен 5, из формулы $N_{\text{М}} = N + (N_y - 1)/K_p$, определить коэффициент шума ПУ N .

Построить графики зависимостей $N_{\text{М}} = \varphi_1(U_{\text{Н}})$, $N = \varphi_2(U_{\text{Н}})$.

9.3.3. Исследование двухконтурного ПУ

1. Переключатель SA_1 поставить в положение «2». К разъему «Вх. 3» подключить генератор сигнала Г4-221 ($f_c = 30$ МГц), к разъему «Вх. 4» – генератор накачки Г4-7А ($f_{\text{Н}} = 70$ МГц).

Проделать измерения, аналогичные п. 9.3.2. Результаты измерений и расчетов сравнить со случаем одноконтурного регенеративного ПУ.

9.4 Контрольные вопросы

1. Каковы преимущества параметрических усилителей сравнительно с другими типами усилителей (ламповыми, транзисторными)?
2. Почему некоторые типы параметрических усилителей называются регенеративными?
3. В какой зависимости должны находиться фазы напряжений сигнала и накачки в одноконтурном регенеративном параметрическом усилителе?
4. От чего зависит коэффициент усиления по мощности одноконтурного и двухконтурного параметрических усилителей?
5. Почему при охлаждении ПУ происходит уменьшение его коэффициента шума?
6. Какие преимущества имеет двухконтурный ПУ перед одноконтурным?

Библиотека БГУИР

10 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА «НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ВЧ-ТРАКТАХ РАДИОПРИЁМНИКОВ»

Цель работы: изучить нелинейные явления, возникающие в ВЧ-трактах радиоприёмников; произвести качественную сравнительную оценку различных схем построения ВЧ-каскадов с точки зрения их линейности.

10.1 Краткие теоретические сведения

Способность приёмника качественно выполнять свои основные функции в реальных условиях работы зависит от его восприимчивости к помехам, основными из которых являются сильные помехи от соседних радиостанций. Если спектр помехи полностью или частично совпадает с полосой пропускания основного (полезного) канала приёма, говорят о прохождении полосной помехи на выход радиоприёмника. Однако приёму полезного сигнала могут мешать и внеполосные помехи, спектр которых не совпадает с полосой пропускания основного канала приёма. Например, в супергетеродинном приёмнике внеполосная помеха может пройти на выход по зеркальному, прямому паразитному и другим дополнительным каналам приёма. Другой причиной, обуславливающей проникновение внеполосных помех в приёмный тракт, является нелинейность амплитудной характеристики радиоприёмника, особенно его первых каскадов.

Действительно, использование нелинейных элементов в каскадах радиоприёмника, выполняющих линейные функции (усиление, фильтрацию, преобразование частоты и др.), приводит к появлению целого ряда побочных явлений. К ним относятся:

- 1) изменение коэффициента передачи линейных каскадов радиоприёмника для полезного сигнала под действием помех – эффект блокирования;
- 2) перенос амплитудной модуляции с помехи на принимаемый сигнал – перекрестная модуляция;
- 3) нелинейное взаимодействие двух и более внеполосных помех – интермодуляция и др.

Для анализа этих эффектов достаточно знать динамическую вольт-амперную характеристику электронного прибора $i = f(U)$ (предполагается, что электронный прибор безынерционен). Исследование удобно производить путем разложения вольт-амперной характеристики в окрестности рабочей точки E в ряд Тейлора, со степенью не ниже третьей. Такой ряд достаточно точно аппроксимирует характеристики ламп и транзисторов вне области насыщения.

В случае входного воздействия вида $U = E + \Delta U$, где E – постоянная составляющая, а ΔU – переменная, имеем

$$i = f(E + \Delta U) = f(E) + \frac{f'(E) \cdot \Delta U}{1!} + \frac{f''(E) \cdot \Delta U^2}{2!} + \frac{f'''(E) \cdot \Delta U^3}{3!},$$

где $f(E) = I_0$ – постоянная составляющая тока; $f'(E) = S_d$, $f''(E) = S'_d$, $f'''(E) = S''_d$ – динамическая крутизна электронного прибора и её производные.

Таким образом,

$$i = I_0 + \frac{S_d \cdot \Delta U}{1!} + \frac{S'_d \cdot \Delta U^2}{2!} + \frac{S''_d \cdot \Delta U^3}{3!}. \quad (10.1)$$

Учитывая селективные свойства согласующих цепей и нагрузок усилительно - преобразовательных каскадов, проведем анализ указанных нелинейных эффектов. Считаем, что в нагрузочной цепи выделяется только полезный сигнал.

Эффект блокирования. Если на вход электронного прибора одновременно воздействует напряжения полезного сигнала и помехи $U = E + \Delta U = E + (U_{mc} \cdot \cos \omega_c t + U_{мп} \cdot \cos \omega_{п} t)$, то выражение для первой гармоники выходного тока, согласно (10.1), примет следующий вид:

$$i = \left(S_d \cdot U_{mc} + \frac{S''_d \cdot U_{mc}^3}{8} + \frac{S''_d \cdot U_{mc} \cdot U_{мп}^2}{4} \right) \cdot \cos \omega_c t,$$

а её амплитуды

$$I_{m1} = S_d \cdot U_{mc} + \frac{S''_d \cdot U_{mc}^3}{8} + \frac{S''_d \cdot U_{mc} \cdot U_{мп}^2}{4} \quad (10.2)$$

(для упрощения записи пренебрегаем начальными фазами).

Это уравнение представляет собой выражение колебательной характеристики. В общем случае, как видно, из (10.2) эта характеристика нелинейна и наклон её зависит от S_d , S''_d и амплитуды напряжения помехи $U_{мп}$. В зависимости от знака S''_d характеристика будет возрастающей или падающей. Знак S''_d зависит от выбора режима электронного прибора. Соответствующие выражению (10.2) семейства характеристик при $S''_d > 0$ и $S''_d < 0$ показаны на рисунке 10.1.

При $U_{мп} \gg U_{mc}$ уравнение колебательной характеристики (10.2) принимает вид

$$I_{m1} = S_d \cdot U_{mc} + \frac{S''_d \cdot U_{mc} \cdot U_{мп}^2}{4} = S_d \cdot U_{mc} \left(1 + \frac{S''_d \cdot U_{мп}^2}{4S_d} \right),$$

т.е. нелинейность колебательной характеристики определяется в основном помехой.

Эффект блокирования оценивается коэффициентом блокирования, под которым понимается относительное изменение амплитуды сигнала на выходе нелинейного элемента при действии немодулированной помехи:

$$K_{бл} = \frac{I_{mc}(\pi) - I_{mc}}{I_{mc}} = \frac{\Delta I_{mc}}{I_{mc}}, \quad (10.3)$$

где I_{mc} , $I_{mc(\Pi)}$ – амплитуда сигнала соответственно в отсутствии и при наличии помехи; ΔI_{mc} – изменение амплитуды сигнала.

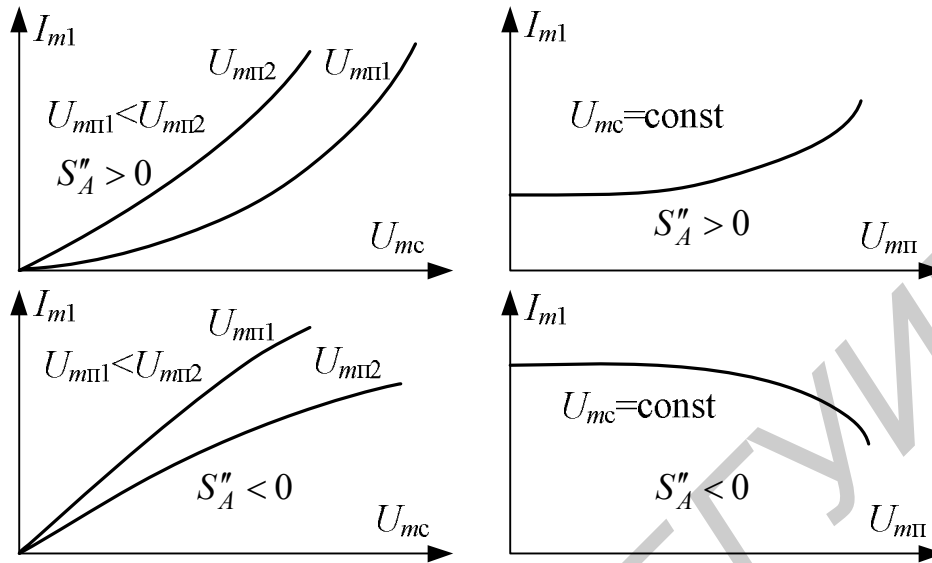


Рисунок 10.1

Имея в виду (10.2), амплитуду сигнала в отсутствии помехи ($U_{m\Pi} = 0$) можно представить в виде $I_{mc} = S_d \cdot U_{mc}$. Тогда согласно (10.3), получим

$$K_{\text{бл}} = \frac{S_d'' \cdot U_{m\Pi}^2}{4S_d}. \quad (10.4)$$

Перекрестная модуляция. Если полезный сигнал не модулирован, а помеха промодулирована колебанием с частотой Ω_{Π} при глубине модуляции m_{Π} , т. е. $U_{\Pi} = U_{m\Pi} (1 + m_{\Pi} \cos \Omega_{\Pi} t)$, то амплитуда первой гармоники выходного тока, учитывая (10.2), представляется в виде

$$I_{m1} = S_d \cdot U_{mc} + \frac{S_d'' \cdot U_{mc} \cdot U_{m\Pi}^2}{4} + \frac{(S_d'' \cdot U_{mc} \cdot U_{m\Pi}^2 \cdot m_{\Pi} \cdot \cos \Omega_{\Pi} t)}{2}. \quad (10.5)$$

Одновременно наблюдается как эффект блокирования, определяемый вторым членом выражения (10.5), так и эффект перекрестной модуляции сигнала частотой Ω_{Π} (третий член выражения (10.5)). За коэффициент перекрестных искажений принимается отношение амплитуды помехи (третий член в выражении (10.5)) к амплитуде полезного сигнала (первый член в (10.5)):

$$K_{\text{пер}} = \frac{S_d'' \cdot U_{m\Pi}^2 \cdot m_{\Pi}}{2S_d}, \quad (10.6)$$

Если же несущая сигнала будет промодулирована с частотой Ω_c и глубиной m_c , то коэффициент перекрестной модуляции

$$K_{\text{пер}} = \frac{S_{\text{д}}'' \cdot U_{\text{мп}}^2 \cdot m_{\text{п}}}{2S_{\text{д}} \cdot m_{\text{с}}}.$$

Иллюстрация эффекта перекрестной модуляции приведена на рисунке 10.2.

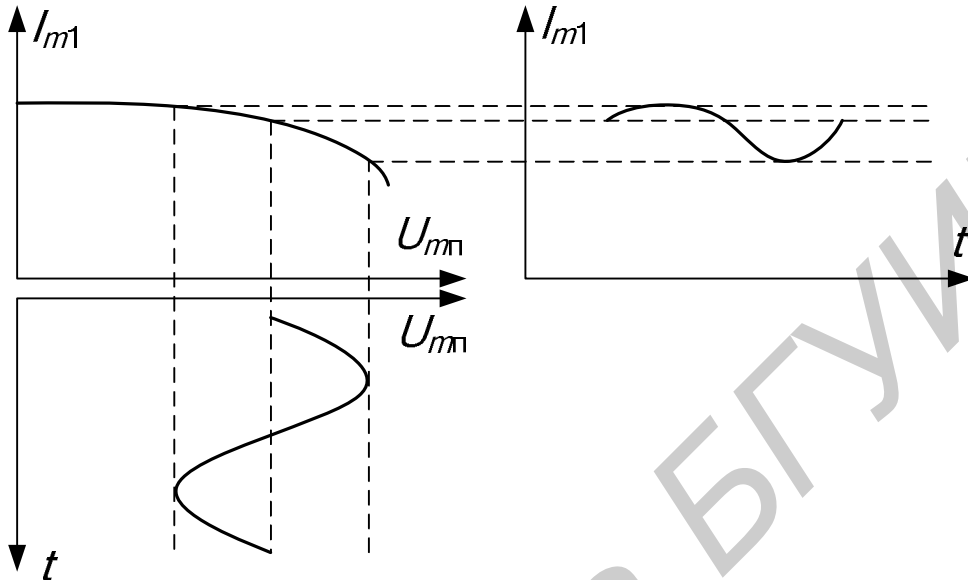


Рисунок 10.2

Интермодуляция. Если на электронный прибор воздействует две помехи с частотами $f_{\text{п1}}$ и $f_{\text{п2}}$, т. е. $U = E + \Delta U = E + U_{\text{мп1}} \cos \omega_{\text{п1}} t + U_{\text{мп2}} \cos \omega_{\text{п2}} t$, то в составе выходного тока могут оказаться составляющие суммарной и разностной частот, удовлетворяющие условиям

$$|\pm m f_{\text{п1}} \pm n f_{\text{п2}}| = f_{\text{с}};$$

$$|\pm m f_{\text{п1}} \pm n f_{\text{п2}}| = f_{\text{п.ч}};$$

$$|\pm m f_{\text{п1}} \pm n f_{\text{п2}}| = f_{\text{з.к}}.$$

В случае $|\pm m f_{\text{п1}} \pm n f_{\text{п2}}| = f_{\text{с}}$, при одновременном воздействии сигнала и помехи составляющая тока с частотой $f_{\text{с}}$ имеет амплитуду $I_{\text{мс}}(\text{п}) = S_{\text{д}} U_{\text{мс}} + S_{\text{д}}' U_{\text{мп1}} U_{\text{мп2}} / 2$, а при отсутствии помехи $I_{\text{мс}} = S_{\text{д}} U_{\text{мс}}$.

Коэффициент интермодуляции, под которым понимают относительное изменение амплитуды сигнала при воздействии помех, комбинационные составляющие которых дают частоту сигнала или побочного канала, имеет вид:

$$K_{\text{им}} = \frac{I_{\text{мс}}(\text{п}) - I_{\text{мс}}}{I_{\text{мс}}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{S_{\text{д}}'}{S_{\text{д}}} \cdot \frac{U_{\text{мп1}} \cdot U_{\text{мп2}}}{U_{\text{мс}}}. \quad (10.7)$$

Чем выше порядок взаимно-модуляционных составляющих, тем более высокой производной крутизны определяется эффект интермодуляции.

Для уменьшения нелинейных искажений следует выбирать электронные приборы с возможно меньшими отношениями $S''_д / S_д$ и $S'_д / S_д$, а также ослаблять амплитуду помехи на входе путем увеличения селективности предыдущих каскадов. В первом случае рекомендуется использовать в качестве активных элементов полевые транзисторы, у которых $S'' / S = 10$ 1/В, лампы ($S'' / S = 1 \dots 3$ 1/В), а также широко использовать различные виды отрицательной обратной связи. В некоторых случаях в усилителях радиосигналов используют биполярные транзисторы при сравнительно больших токах (10...50 мА). В этом случае используется эффект минимизации отношения S'' / S , определяемый режимом работы по постоянному току.

10.2 Описание лабораторной установки

Лабораторная установка позволяет исследовать нелинейные явления в различных каскадах ВЧ-трактах радиоприёмника путем измерения коэффициентов блокирования, перекрестных искажений и интермодуляции. При этом коэффициент блокирования измеряется в четырёх высокочастотных каскадах: УРС на биполярном транзисторе, УРС на полевом транзисторе, транзисторном смесителе, диодном смесителе.

Измерение коэффициентов перекрестных искажений и интермодуляции производится в менее искажающем ВЧ-тракте (УРС на полевом транзисторе, диодном смесителе). Лабораторный макет содержит, кроме указанных каскадов, также гетеродин, тракт УСПЧ; детектор, активный полосовой фильтр и УСЗЧ, т. е. по сути дела представляет собой радиоприёмник супергетеродинного типа. Активный полосовой фильтр настроен на частоту $F = 1000$ Гц и предназначен для устранения интерференционных искажений, возникающих при малых расстройках входных сигналов, с целью исключения погрешности измерений. УСЗЧ представляет собой эмиттерный повторитель и служит для согласования выхода лабораторного макета со входом вольтметра.

Функциональная схема лабораторного макета приведена на рисунке 10.3. Входной сигнал от двух генераторов сигналов подается на разъемы «Вх.1» и «Вх.2» макета, а выходное напряжение снимается с разъема «Вых.» и подается на милливольтметр (МВ). Усилители радиосигналов выполнены по схемам с ОЭ и ОИ и являются широкополосными. Кроме того, в УРС на биполярном транзисторе предусмотрена возможность изменения режима работы транзистора с помощью потенциометра R5. Переключатели SA1, SA2, SA3 и SA4 позволяют независимо друг от друга исследовать все имеющиеся в лабораторном макете высокочастотные каскады.

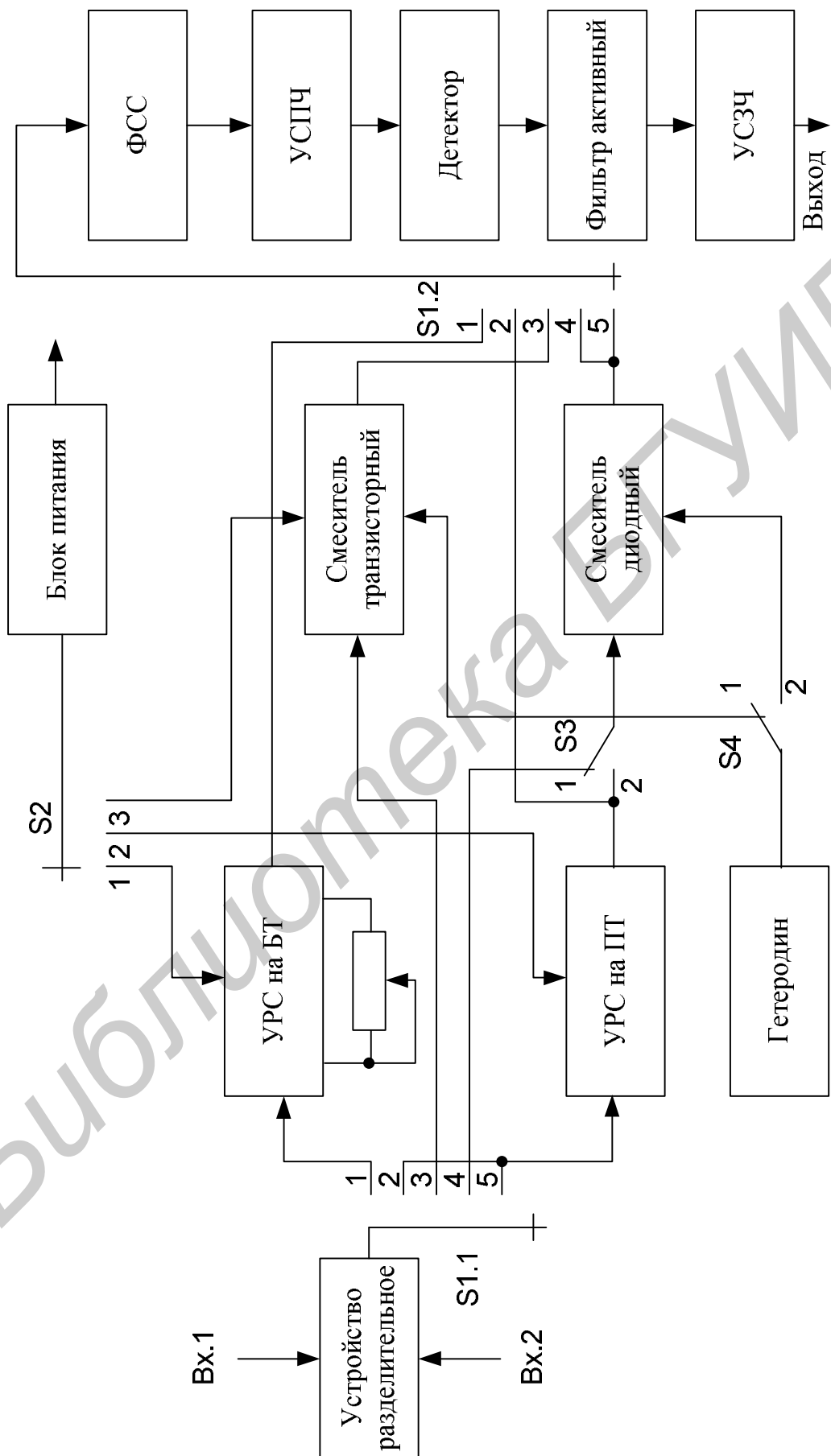


Рисунок 10.3

10.3 Порядок проведения работы

10.3.1. Исследование УРС на биполярном транзисторе

1. Включить лабораторную установку и контрольно-измерительную аппаратуру. Переключатели SA1 и SA2 установить в положение «1». К гнездам «Вх.1» и «Вх.2» подключить соответственно ГС1 (генератор сигнала) и ГС2 (генератор помехи), а к гнездам «Вых» – МВ. Установить частоту генератора сигнала ГС1, равную 465 кГц, частота модуляции 1000 Гц, глубина модуляции 30%, выходное напряжение генератора 1 мВ.

10.3.2. Измерение коэффициента блокирования

Потенциометр R5 установить в крайнее левое положение, соответствующее минимальному току эмиттера $I_3 - I_{3.мин}$. Подстроить частоту ГС1 по максимуму выходного напряжения при выключенном генераторе помехи ГС2 и измерить это напряжение. Результат измерения занести в таблицу 10.1.

Таблица 10.1

| Параметр | УРС на БТ | | | УРС на ПТ | Транзисторный смеситель | Диодный смеситель |
|--------------------|-------------|------------|--------------|-----------|-------------------------|-------------------|
| | $I_{3.мин}$ | $I_{3.ср}$ | $I_{3.макс}$ | | | |
| $U_{ВЫХ.С}, мВ$ | | | | | | |
| $U_{ВЫХ.С(П)}, мВ$ | | | | | | |
| $K_{бл}$ | | | | | | |

Включить генератор помехи, установить частоту $F_{П} = 200$ кГц, выходное напряжение 1 В. С помощью МВ измерить выходное напряжение сигнала при воздействии помехи $U_{ВЫХ.С(П)}$. Результат измерения занести в таблицу 10.1.

Измерения коэффициента блокирования повторить для среднего и крайнего правого положений потенциометра R5 (соответственно $I_3=I_{3.ср}$ и $I_3=I_{3.макс}$).

Рассчитать значения коэффициента блокирования для всех трех положений R5 по формуле

$$K_{бл} = [U_{ВЫХ.С} - U_{ВЫХ.С(П)}] / U_{ВЫХ.С} \quad (10.8)$$

10.3.3. Исследование УРС на полевом транзисторе

1. Переключатели SA1 и SA2 установить в положение «2», переключатель SA3 – в положение «1»; $U_c = 5$ мВ; $U_{П} = 1$ В. Аналогично п. 10.3.2 измерить коэффициент блокирования и результат занести в таблицу 10.1.

10.3.4. Исследование транзисторного смесителя

1. Установить переключатели SA1 и SA2 установить в положение «3», переключатель SA4 – в положение «1»; $U_c = 20$ мВ, частоту генератора сигнала ГС1, равную 1 МГц, частоту модуляции 1000 Гц, глубину модуляции 30%.

Подстроить частоту ГС1 по максимуму выходного напряжения при выключенном генераторе помехи ГС2 и измерить его напряжение. Результат измерения занести в таблицу 10.1. Включить генератор помехи ГС2 и установить частоту $f_{п} = 800$ кГц и выходное напряжение 1 В. Измерить выходное напряжение сигнала при воздействии помехи и результат занести в таблицу 10.1. Включить генератор помехи. Рассчитать коэффициент блокирования.

10.3.5. Исследование диодного смесителя

Переключатель SA1 установить в положение «4», SA3 – в положение «1», SA4 – в положение «2»; $U_c = 40$ мВ. Измерить коэффициент блокирования аналогично п.10.3.2.

10.3.6. Исследование малоискажающего ВЧ тракта

1. Переключатель SA1 установить в положение «5», SA2, SA3 и SA4 – в положение «2».

2. Измерение коэффициента блокирования осуществляется аналогично п. 10.3.2 при тех же параметрах генераторов сигнала и помехи.

3. Измерить коэффициент перекрестных искажений, для этого установить частоту генератора сигнала ГС1 1 МГц, уровень сигнала 40 мВ, частоту модуляции 1000 Гц и глубину модуляции 30 % . Подстроить ГС1 по максимуму выходного напряжения при включенном генераторе помехи ГС2.

Включить генератор помехи, установить частоту помехи 1,5 МГц, уровень помехи 1 В и при выключенной модуляции помехи измерить напряжение $U_{\text{вых.с(п)}}$ на выходе УСЗЧ.

Выключить модуляцию полезного сигнала и включить модуляцию помехи, установив частоту модуляции 1000 Гц и глубину 30%. Измерить выходное низкочастотное напряжение $U_{\text{вых.с(п)}}$, обусловленное переносом модуляции с помехи на сигнал. Рассчитать коэффициент перекрестных искажений по формуле

$$K_{\text{пер}} = U_{\text{вых.п}} / U_{\text{вых.с(п)}} \cdot$$

4. Измерить коэффициент интермодуляционных искажений второго порядка, для этого переключатели SA1 и SA2 установить в положение «3», SA4 – в положение «2». Установить частоту ГС1 $f_{п1} = 1,5$ МГц, ГС2 – $f_{п2} = 0,5$ МГц, уровень обоих генераторов – 0,1 В. Сигнал генератора $f_{п2}$ должен быть немодулированным, второй генератор перевести в режим внутренней модуляции с частотой 1000 Гц и глубиной 30 %.

Подстроить частоту одного из генераторов по максимуму выходного низкочастотного напряжения $U_{\text{вых}}(f_{\text{п1}} - f_{\text{п2}})$, обусловленного образованием во входных каскадах помехи с разностной частотой $f_{\text{п1}} - f_{\text{п2}} = 1$ МГц, совпадающей с частотой настройки тракта, и прохождением этой помехи на выход. Измерить $U_{\text{вых}}(f_{\text{п1}} - f_{\text{п2}})$.

Выключить один из генераторов, а второй настроить на частоту 1 МГц и установить частоту модуляции 1000 Гц и глубину 30 %. Подстроить частоту второго генератора по максимуму выходного напряжения и, регулируя уровень сигнала ГС, добиться на выходе макета напряжения, равного $U_{\text{вых}}(f_{\text{п1}} - f_{\text{п2}})$. По показаниям аттенюатора ГС определить уровень входного сигнала $U_{\text{вх.с}}$ и выразить его в вольтах. Рассчитать коэффициент интермодуляции второго порядка по формуле

$$K_{\text{инт}}(f_{\text{п1}} - f_{\text{п2}}) = 20 \lg \left(\frac{U_{\text{вх.с}}}{U_{\text{вх.п1}}} \right), \text{ дБ.}$$

5. Измерить коэффициент интермодуляционных искажений третьего порядка. Установить частоту ГС1 $f_{\text{п1}} = 1,5$ МГц, ГС2 $- f_{\text{п2}} = 2$ МГц; уровень обоих генераторов 0,3 В. Остальные операции выполняются аналогично предыдущему пункту. Коэффициент интермодуляции третьего порядка рассчитывается по формуле

$$K_{\text{инт}}(2f_{\text{п1}} - f_{\text{п2}}) = 20 \lg \left(\frac{U_{\text{вх.с}}}{U_{\text{вх.п1}}} \right),$$

где $U_{\text{вх.с}}$ и $U_{\text{вх.п1}} = U_{\text{вх.п2}}$ – выраженные в вольтах входные уровни соответственно сигнала и помех, создающие одинаковый эффект на выходе тракта $U_{\text{вых.с}} = U_{\text{вых}}(2f_{\text{п1}} - f_{\text{п2}})$.

10.4 Контрольные вопросы

1. Чем объясняется появление нелинейных искажений в ВЧ-трактах радиоприёмников? Как они проявляются?
2. Какой метод положен в основу анализа нелинейных искажений в ВЧ-трактах?
3. Объяснить механизм возникновения явления блокирования.
4. Как возникает перекрестная модуляция и интермодуляция?
5. Чем определяется величина нелинейных искажений в ВЧ-трактах радиоприёмников?
6. Какие практические меры позволяют уменьшать нелинейные искажения?
7. Как объяснить меньший уровень нелинейных искажений в смесителе, построенном по балансной кольцевой схеме, по сравнению со смесителем на транзисторе?

11 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА «МЕТРИЧЕСКИЕ ИСПЫТАНИЯ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО ПРИЁМНИКА»

Цель работы: изучить особенности построения схем супергетеродинных приёмников; основные электрические характеристики и методы электрических высокочастотных измерений радиовещательных приёмников в соответствии с ГОСТ.

11.1 Краткие теоретические сведения

Радиоприёмное устройство (РПрУ) предназначено для приёма радиосигналов и выделения заложенной в них полезной информации. Существуют различные радиоприёмные устройства в зависимости от назначения радиотехнических систем и видов модуляции сигналов.

Радиоприёмное устройство выполняет следующие основные функции:

1) преобразование электромагнитной волны в высокочастотные токи или напряжения, обеспечение пространственной и поляризационной избирательности полезного сигнала;

2) частотную избирательность – выделение колебаний с частотой принимаемого сигнала f_c из совокупности сигналов на других несущих частотах и помех;

3) усиление принимаемых сигналов до уровня, обеспечивающего нормальную работу демодулятора, исполнительного устройства и т.д.;

4) демодуляцию принятого сигнала, т.е. выделение информации, содержащейся в модулированном сигнале;

Современные радиовещательные приёмники в основном строят по супергетеродинной схеме (рисунок 11.1).

Входной цепью (ВЦ) называют часть приёмника, связывающую антенну с входом его первого каскада. Основное её назначение – предварительная частотная селекция принимаемого сигнала от помех и передача его на первый каскад с наименьшими искажениями и потерями.

Усилитель сигналов радиочастоты (УРЧ) применяется для улучшения чувствительности приёмника (предварительного усиления полезного сигнала и его частотной селекции). УРЧ могут быть резонансными (содержат в качестве нагрузки колебательные контуры) и апериодическими.

В супергетеродинных приёмниках основное усиление и частотная избирательность сигнала производятся на промежуточной частоте $f_{п.ч}$ в усилителе с фиксированной настройкой. Преобразование частоты осуществляется в смесителе, представляющем собой нелинейный элемент, на который одновременно воздействуют колебания местного генератора – гетеродина и сигнала. Усилители сигналов промежуточной частоты (УСПЧ) работают на фиксированной частоте. Это позволяет обеспечивать высокое усиление (за счет понижения величины $f_{п.ч}$ сравнительно с частотой принимаемого сигнала) и высокую изби-

рательность (за счет использования сложных не перестраиваемых резонансных систем и низкой $f_{п.ч}$).



Рисунок 11.1

УСПЧ можно реализовать двумя способами.

1. Разделить функции усиления и частотной избирательности, применив фильтр сосредоточенной избирательности (ФСИ) и многокаскадный усилитель.
2. Накапливать усиление и избирательность от каскада к каскаду, т.е. создать усиление с распределенной избирательностью.

Демодулятор производит выделение сообщений из высокочастотного модулированного сигнала. Усилитель сигналов звуковой частоты (УСЗЧ) усиливает напряжение, поступающее с демодулятора, до необходимого уровня выходного напряжения (или мощности) РПрУ.

Комбинированные радиоприёмники предназначены для приёма радиовещательных станций с АМ в диапазонах ДСКВ и с частотной модуляцией (ЧМ) в диапазоне ультракоротких волн (УКВ). Структурная схема комбинированных приёмников АМ/ЧМ (рисунок 10.2) имеет ряд особенностей.

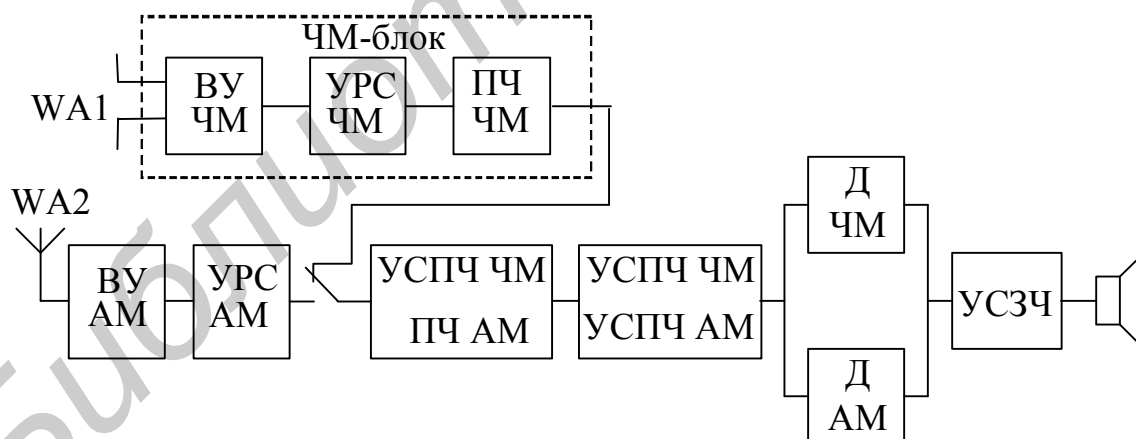


Рисунок 10.2

1. Все каскады приёмника, настроенные на частоты диапазона УКВ, выполняются в виде отдельного экранированного блока, так называемого УКВ-блока. УКВ-блок имеет минимум общих с трактом АМ цепей, что исключает «пролезание» напряжения гетеродина УКВ-тракта во входные цепи и антенну диапазона ДСКВ.

2. Для уменьшения числа транзисторов в комбинированных приёмниках часто используются одни и те же транзисторы для усиления промежуточной частоты трактов АМ и ЧМ.

3. Для уменьшения числа переключателей колебательные контуры с $f_{п.ч} АМ$ и колебательные контуры с $f_{п.ч} ЧМ$ в каждом каскаде УСПЧ соединяются последовательно. Эти контуры не влияют друг на друга, так как имеют достаточно большую взаимную расстройку.

4. Для получения высокой чувствительности ЧМ-тракта, ограниченной собственными шумами, в качестве УСПЧ для $f_{п.ч} ЧМ$ используют также и каскад УРС тракта АМ.

5. Детекторы АМ и ЧМ выполняются отдельно.

6. УСЗЧ являются общим для трактов АМ и ЧМ.

Рассмотрим основные характеристики радиоприёмных устройств.

1. Чувствительность – способность приёмника принимать слабые сигналы.

Она определяется минимально необходимым уровнем нормально модулированного радиосигнала в антенне или напряженностью поля этого сигнала, при которой обеспечивается нормальное функционирование оконечного (исполнительного) устройства.

При амплитудной модуляции (АМ) нормально модулированным называют высокочастотный сигнал, модулированный частотой 1000 Гц с коэффициентом модуляции $M = 30 \%$.

В лабораторной работе измеряют чувствительность, ограниченную шумами, т.е. минимальный уровень нормально модулированного высокочастотного сигнала на входе приёмника, требуемый для получения на выходе приёмника стандартного значения выходной мощности ($P_{вых.ст}$) при отношении сигнал/шум на выходе РПрУ, равном 20 дБ.

Для радиовещательных приёмников рекомендуется стандартная выходная мощность 50 мВт для аппаратов с номинальной мощностью более 150 мВт и 5 мВт для аппаратов с номинальной выходной мощностью 150 мВт и менее.

2. Избирательность – способность радиоприёмного устройства выделять полезный сигнал и ослаблять действие помех.

Избирательность количественно оценивается отношением уровня высокочастотного сигнала с частотой, имеющей заданное значение расстройки от рабочей, к уровню высокочастотного входного сигнала с рабочей частотой при создании в обоих случаях на низкочастотном выходе сигнала $U_{вых.ст}$ ($P_{вых.ст}$).

Избирательность по соседнему каналу в диапазонах АМ радиовещательных РПрУ определяется при расстройке ± 9 кГц (тракт сигналов с АМ).

Избирательность по зеркальному каналу измеряется при расстройке, равной удвоенному значению промежуточной частоты. В радиовещательных приёмниках избирательность по зеркальному каналу измеряется: в диапазоне ДВ – на частоте 200 кГц, в диапазоне СВ – на частоте 1000 кГц и по ТУ, в диапазоне КВ – на частотах по ТУ на РПрУ.

Избирательность РПрУ по промежуточной частоте оценивается при расстройке, равной $\Delta f = |f_c - f_{п.ч}|$. В радиовещательных приёмниках избирательность по промежуточной частоте измеряется: в диапазоне ДВ – на частоте 280 кГц, в диапазоне СВ – на частотах 560 кГц и по ТУ, в диапазоне КВ – на частотах по ТУ.

3. Сквозная частотная характеристика по электрическому напряжению всего тракта приёмника (характеристика верности воспроизведения) – зависимость уровня сигнала на низкочастотном выходе от частоты модуляции входного сигнала (при постоянной глубине модуляции и постоянной величине входного сигнала).

4. Номинальная выходная мощность – мощность, при которой коэффициент гармоник не превышает заданной величины.

5. Максимальная выходная мощность – максимальное значение выходной мощности приёмника, при котором общие гармонические искажения не превышают 10%.

6. Диапазон рабочих частот – область частот настройки, в пределах которой обеспечиваются все основные параметры радиоприёмника.

7. Эффективность действия автоматической регулировки усиления (АРУ) оценивается по величине относительного изменения напряжения сигнала на выходе $p = U_{\text{вых.макс}} / U_{\text{вых.мин}}$ при заданном относительном изменении напряжения сигнала на входе $m = U_{\text{вых.макс}} / U_{\text{вых.мин}}$.

11.2 Основные технические данные радиоприёмника «Океан - 209»

Радиоприёмник «Океан - 209» – всеволновой переносной транзисторный приёмник второй группы сложности. Радиоприёмник предназначен для приёма радиовещательных станций в диапазонах длинных, средних, коротких и ультракоротких волн. Радиоприёмник имеет 8 диапазонов, внутреннюю магнитную антенну для приёма на ДВ и СВ, выдвижную поворотную телескопическую антенну для приёма на КВ- и УКВ-диапазонах, плавную регулировку тембра по высоким и низким звуковым частотам, автоматическую подстройку частоты в диапазоне УКВ. Диапазоны принимаемых частот (волн) указаны в таблице 11.1.

Промежуточная частота в диапазонах ДСКВ $f_{п.ч\text{AM}} = 465 \pm 2$ кГц, в диапазоне УКВ $f_{п.ч\text{ЧМ}} = 10,7 \pm 0,1$ МГц.

При приёме станций на магнитную антенну реальная чувствительность приёмника (при выходной мощности 50 мВт и отношении сигнал/шум не менее 20 дБ) не хуже 0,5 мВ/м в диапазоне ДВ и 0,3 мВ/м в диапазоне СВ. При приёме на телескопическую антенну реальная чувствительность не хуже 150 мкВ/м в диапазоне КВ5, 85 мкВ/м – в диапазонах КВ1...КВ4, 20 мкВ/м – в диапазоне УКВ. Реальная чувствительность с входа внешней антенны в диапазонах ДВ и СВ – не хуже 25 мкВ, в диапазонах КВ – не хуже 200 мкВ.

Таблица 11.1

| Диапазон | Ед. измер. | Частота, кГц (длина волны, м) |
|----------|------------|-------------------------------|
| ДВ | кГц (м) | 150...405 (2000...740,1) |
| СВ | кГц (м) | 525...1605 (571,4...186,9) |
| КВ5 | МГц (м) | 3,95...5,95 (76...50) |
| КВ4 | МГц (м) | 5,95...6,2 (49) |
| КВ3 | МГц (м) | 7,1...7,3 (41) |
| КВ2 | МГц (м) | 9,5...9,77 (31) |
| КВ1 | МГц (м) | 11,7...12,1 (25) |
| УКВ | МГц (м) | 65,8...73,0 (4,56...4,11) |

Избирательность по соседнему каналу в диапазонах ДВ и СВ не менее 34 дБ. Избирательность по зеркальному каналу в диапазоне ДВ не менее 60 дБ, в диапазоне СВ – 46 дБ, в диапазонах КВ – 16 дБ. Ослабление сигнала с частотой, равной промежуточной – не хуже 30 дБ.

Автоматическая регулировка усиления в диапазонах ДСКВ имеет параметр $p \leq 10$ дБ при $m = 40$ дБ. Глубина ручной регулировки громкости не менее 50 дБ. Глубина регулировки тембра по низким (200 Гц) и высоким (5 кГц) звуковым частотам не менее 9 дБ.

Номинальная выходная мощность приёмника (при коэффициенте гармоник по напряжению не более 3%) не менее 0,5 Вт. Максимальная выходная мощность не менее 0,75 Вт. Полоса воспроизводимых частот в диапазонах ДСКВ 125...4000 Гц, в диапазоне УКВ – 125...10000 Гц при неравномерности 14 дБ на частотах выше 250 кГц и 18 дБ на частотах ниже 250 кГц.

11.3 Описание лабораторной установки

Лабораторная установка позволяет изучить методы электрических высокочастотных измерений радиовещательных приёмников, измерить основные параметры радиоприёмника «Океан-209». Лабораторная установка включает приёмник «Океан-209», генератор сигналов высокочастотный (ГСВ) Г4-221, генератор сигналов низкочастотный (ГСН) Г3-109, милливольтметр (МВ) В3-38, измеритель нелинейных искажений (ИНИ) С6-5.

Питание радиоприёмника осуществляется от сети 220 В, 50 Гц. На задней стенке приёмника расположено гнездо (низкочастотный выход) для подключения МВ с помощью специального кабеля. Переключатель, расположенный рядом с этим гнездом, предназначен для включения эквивалентного сопротивления нагрузки ($R = 8$ Ом). Настройка радиоприёмника и измерение его параметров должны производиться при отключенном громкоговорителе. Включение громкоговорителя допускается только при отсутствии уверенности в том, что частота ГСВ совпадает с частотой настройки приёмника, а также при выборе частоты, на которой производится измерение (см. ниже).

Для проведения измерений кабель от ГСВ подсоединяется к гнездам антенны, расположенным на задней стенке приёмника. Эквивалент наружной антенны собран внутри приёмника.

Согласно требованиям ГОСТ на метрические испытания радиовещательных приёмников, измерения, связанные с необходимостью подачи на вход малых напряжений сигнала, необходимо проводить в экранированных помещениях, где достигается снижение уровня помех на 80...100 дБ. Поэтому результаты некоторых измерений в реальных условиях могут оказаться отличными от тех, которые приведены в техническом паспорте радиоприёмника.

При наличии на данной частоте работающей радиовещательной станции необходимо изменить частоту настройки приёмника так, чтобы в громкоговорителе прослушивался равномерный шум. Измерение должно быть проверено по возможности вблизи частоты, указанной в порядке выполнения работы.

11.4 Порядок выполнения работы

11.4.1 Измерение границ диапазонов принимаемых частот

1. Включить контрольно-измерительную аппаратуру: ГСВ Г4-221, ГСН Г3-109, МВ В3-38, ИНИ С6-5 и радиоприёмник «Океан-209».

ГСВ «Вых» – вход антенны; МВ – «Вых. УСЗЧ»; громкоговоритель выключен; «Громкость» – крайнее правое положение.

2. Переключатель диапазонов – «ДВ»; указатель частоты настройки – крайнее правое положение; $f_{ГС} = 150$ кГц; $U_{ГС} = 10$ мВ; $F_M = 1000$ Гц; $M = 30$ %. Изменяя частоту ГСВ, добиться максимального показания МВ и определить действительную нижнюю границу диапазона ДВ. При выключении модуляции должно наблюдаться значительное (не менее чем в 10 раз) уменьшение выходного напряжения приёмника.

3. Указатель частоты настройки – крайнее левое положение. Определить верхнюю границу диапазона ДВ.

4. Аналогичные измерения проделать для других диапазонов.

5. Результаты измерений сравнить с паспортными данными.

11.4.2 Измерение чувствительности, ограниченной шумами

1. $U_{ГС} = 10$ мВ; $F_M = 1000$ Гц; $M = 30$ %; переключатель диапазонов – по указанию преподавателя; «Настройка» – средняя точка диапазона; «Громкость» – крайнее правое положение. Установить соответствующую частоту ГСВ; подстроить $f_{ГС}$ по максимальному показанию МВ; выключить модуляцию; измерить напряжение шумов на выходе при $U_{ГС} = 100$; 10; 1 мВ. Объяснить увеличение уровня шумов на выходе при уменьшении входного сигнала.

2. Рассчитать напряжение сигнала на выходе $U_{\text{вых.расч}}$, при котором в нагрузке ($R_{\text{H}} = 8 \text{ Ом}$) обеспечивается стандартная выходная мощность 50 мВт.

3. $U_{\text{ГС}} = 1 \text{ мВ}$; $M = 30 \%$. Измерить чувствительность, ограниченную шумами по следующей методике:

а) выключить модуляцию и регулятором громкости установить выходное напряжение шумов приёмника $U_{\text{ш}} = 0,1 \cdot U_{\text{вых.расч}}$;

б) включить модуляцию и аттенуатором ГСВ установить на выходе приёмника $U_{\text{вых.расч}}$;

в) выключить модуляцию; так как при изменении сигнала на входе под действием АРУ напряжение шумов на выходе приёмника изменилось, то при выключенной модуляции регулятором громкости необходимо опять установить требуемое значение $U_{\text{ш}}$;

г) пункты а)...в) необходимо повторять до тех пор, пока не будет получена стандартная выходная мощность 50 мВт при отношении сигнал/шум = 10;

д) по показанию аттенуатора ГСВ определить чувствительность, ограниченную шумами, при данной настройке.

4. Провести измерения на других диапазонах, указанных преподавателем.

11.4.3. Измерение избирательности по соседнему каналу

1. $F_{\text{M}} = 1000 \text{ Гц}$; $M = 30 \%$. На частоте настройки приёмника подстроить частоту ГСВ по максимальному показанию МВ.

Измерить чувствительность, ограниченную шумами, $U_{\text{ГС}} f_0$. Измерение чувствительности можно не производить, если положения ручек громкости приёмника и аттенуатора ГСВ не были изменены после выполнения раздела 11.4.2. Изменить частоту ГСВ в левую сторону от частоты настройки приёмника на 9 кГц. Увеличивая $U_{\text{ГС}}$, установить на выходе приёмника напряжение, соответствующее стандартной выходной мощности. По показаниям аттенуаторов определить значение $U_{\text{ГС}} f_{\text{СК}}$. Рассчитать селективность по соседнему каналу по формуле $S_{\text{СК дБ}} = 20 \lg(U_{\text{ГС}} f_{\text{СК}} / U_{\text{ГС}} f_0)$.

Повторить измерение при расстройке $f_{\text{ГС}}$ на 9 кГц в правую сторону от частоты настройки приёмника. Сравнить $S_{\text{СК}}$ с паспортными значениями.

11.4.4. Измерение избирательности по зеркальному каналу

1. Переключатель диапазонов – «ДВ»; $f_{\text{ГС}} = 200 \text{ кГц}$; $U_{\text{ГС}} = 1 \text{ мВ}$; $F_{\text{M}} = 1000 \text{ Гц}$; $M = 30\%$; подстроить приёмник на частоту ГСВ.

Определить чувствительность, ограниченную шумами, $U_{\text{ГС}} f_0$ на данной частоте. Не изменяя настройки приёмника и положения регулятора громко-

сти, увеличить частоту ГСВ на $2 \cdot f_{п.ч} = 930$ кГц. Увеличить $U_{ГС}$ в 100...300 раз и подстроить ГСВ по максимальному показанию МВ. Установить $U_{ГС} f_{з.к}$, соответствующее стандартной выходной мощности. Рассчитать избирательность по зеркальному каналу по формуле $S_{з.к} \text{ дБ} = 20 \lg(U_{ГС} f_{з.к} / U_{ГС} f_0)$. Сравнить $S_{з.к}$ с паспортными значениями.

2. Измерить избирательность по зеркальному каналу в диапазонах СВ и КВ ($f_{ГС}$ – по указанию преподавателя). Объяснить изменение величины избирательности при переходе на другие диапазоны.

11.4.5. Измерение избирательности по промежуточной частоте

1. Измерить избирательность по промежуточной частоте для двух случаев: при настройке приёмника в диапазоне ДВ на $f_{ГС} = 280$ кГц и в диапазоне СВ на $f_{ГС} = 560$ кГц. Измерения проводятся аналогично предыдущему разделу, только после определения реальной чувствительности при указанных настройках частота ГСВ изменяется до значения $f_{ГС} = f_{п.ч}$. Сравнить измеренные значения $S_{п.ч}$ с паспортными данными.

2. Измерить избирательность по промежуточной частоте в диапазонах КВ. Объяснить изменение величины избирательности при переходе на другие диапазоны.

11.4.6. Измерение эффективности работы АРУ

1. Переключатель диапазонов – «СВ»; «Настройка» – 1 МГц; $f_{ГС} = 1$ МГц; $U_{ГС} = 100$ мВ; $F_M = 1000$ Гц; $M = 30\%$; подстроить частоту ГСВ. Регулятором громкости установить $U_{\text{вых.макс}} = 600$ мВ. Установить $U_{ГС} = 1$ мВ (на 40 дБ меньше) и определить соответствующую величину $U_{\text{вых.мин}}$. Рассчитать относительное изменение выходного напряжения и выразить его в децибелах. Сравнить полученные значения с паспортными данными.

11.4.7. Измерение номинальной и максимальной выходной мощности

1. Условия измерения – те же, что и в предыдущем разделе. Регулятором громкости установить $U_{\text{вых}} = 0.5$ В и рассчитать соответствующую величину выходной мощности $P_{\text{вых}}$. Измерить коэффициент гармоник $k_{Г}$.

2. Повторить измерения для $U_{\text{вых}} = 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,5$ В. Рассчитать соответствующие значения $P_{\text{вых}}$.

3. Построить график $K_{Г} = f(P_{\text{вых}})$ и определить номинальную (при $K_{Г} = 3\%$) и максимальную (при $K_{Г} = 10\%$) выходную мощность приёмника. Сравнить их с паспортными данными.

11.4.8. Измерение сквозной частотной характеристики тракта приёмника по электрическому напряжению

1. «Настройка» – средняя точка диапазона по указанию преподавателя. Осуществить внешнюю модуляцию ГСВ напряжением ГСН. Для этого необходимо переключатель рода работ ГСВ поставить в положение «Внеш. мод.» и с «Вых.2.» ГСН подать напряжение на вход «Внеш. мод.» ГСВ. Установить частоту ГСН (частоту модуляции) $F_M = 1000$ Гц и ручкой «Регулировка выхода» установить $M = 30\%$. Регуляторы тембра должны находиться в среднем положении. Подать с ГСВ на вход приёмника $U_{ГС} = 10$ мВ. Подстроить частоту ГСВ. Регулятором громкости установить $U_{ВЫХ} = 600$ мВ.

2. Измерить зависимость выходного напряжения от частоты модуляции $U_{ВЫХ}(F_M)$. Частоту модуляции изменять в пределах от 30 Гц до 8 кГц. При измерениях необходимо поддерживать постоянной глубину модуляции $M = 30\%$ ручкой «Регулировка выхода» ГСН.

Построить нормированную частотную характеристику $Y(F) = U_{ВЫХ} F / U_{ВЫХ} 1\text{кГц}$. Объяснить ход частотной характеристики (кривой верности) приёмника и степень влияния на её характер отдельных каскадов.

11.5 Контрольные вопросы

1. Нарисуйте структурную схему и назовите особенности супергетеродинного приёмника. Какие преимущества он имеет по сравнению с приёмниками прямого усиления?
2. Особенности построения транзисторных радиовещательных приёмников АМ-сигнала.
3. Особенности построения комбинированных АМ/ЧМ приёмников.
4. Что такое чувствительность приёмника? Методика измерения чувствительности, ограниченной шумами.
5. Что такое избирательность приёмника по соседнему и зеркальному каналам? Какие элементы схемы приёмника определяют эти параметры?
6. Методы измерения основных параметров радиовещательных приёмников.
7. Почему блок УКВ выделен в отдельный конструктивный узел приёмника?

12 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА «ИЗМЕРЕНИЕ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКА»

Цель работы: изучить методы измерений шумовых параметров.

12.1 Шумовые параметры четырёхполюсников

Коэффициент шума линейного четырёхполюсника определяется соотношением:

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{с.вх}} / P_{\text{ш.вх}}}{P_{\text{с.вых}} / P_{\text{ш.вых}}}, \quad (12.1)$$

где $P_{\text{с.вх}}$, $P_{\text{ш.вх}}$, $P_{\text{с.вых}}$, $P_{\text{ш.вых}}$ – номинальные мощности входного сигнала и шума, сигнала и шума на выходе четырёхполюсника при нормальной температуре шума входной нагрузки $T_0 = 293 \text{ К}$.

Как следует из (12.1), коэффициент шума показывает, во сколько раз отношение сигнала к шуму на выходе четырёхполюсника уменьшается по сравнению с аналогичным отношением на его входе.

Введя обозначение $K_p = P_{\text{с.вых}} / P_{\text{с.вх}}$ (коэффициент усиления по мощности), выражение (12.1) можно записать как

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш.вых}}}{P_{\text{ш.вх}} \cdot K_p}. \quad (12.2)$$

При измерениях обычно определяют **интегральный** (усредненный) в полосе частот коэффициент шума, который показывает, во сколько раз уменьшается отношение полной мощности сигнала к полной мощности шума при прохождении через четырёхполюсник полезного сигнала от стандартного источника:

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш.вых}}}{P_{\text{ш.вх}} \cdot K_p} = \frac{P_{\text{ш.вых}}}{k \cdot T_0 \cdot \Delta f \cdot K_p}, \quad (12.3)$$

где $(k \cdot T_0 \cdot \Delta f \cdot K_p)$ – мощность шумов на выходе четырёхполюсника при температуре стандартного источника ($T_0 = 293 \text{ К}$);

$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/К}$ – постоянная Больцмана;

Δf – эффективная шумовая полоса.

Если учесть, что полный шумовой сигнал на выходе содержит составляющие за счет шумов источника и собственных шумов четырёхполюсника $P_{\text{ш.ч}}$, уравнение для интегрального коэффициента шума при согласовании внутреннего сопротивления источника сигнала и входного сопротивления четырёхполюсника, т.е. при $R_{\text{с}} = R_{\text{вх}}$, можно записать в следующем виде:

$$K_{\text{ш}} = 1 + \frac{P_{\text{ш.ч}}}{k \cdot T_0 \cdot \Delta f \cdot K_p}. \quad (12.4)$$

Для характеристики шумовых свойств вместо коэффициента шума часто пользуются понятием **входной эффективной температуры шума** четырёхполосника.

Входная температура шума активного четырёхполосника может определяться по формуле:

$$T_{\text{ш.вх}} = (K_{\text{ш}} - 1) \cdot T_0, \quad (12.5)$$

или

$$t_{\text{ш.вх}} = T_{\text{ш.вх}} / T_0 = (K_{\text{ш}} - 1), \quad (12.6)$$

где $t_{\text{ш.вх}}$ – **относительная входная шумовая температура**, которая показывает, во сколько раз мощность собственных шумов четырёхполосника отличается от мощности тепловых шумов согласованного с ним источника сигнала.

Эффективная температурой шума на выходе четырёхполосника равна

$$T_{\text{ш.вых}} = T_0 K_{\text{ш}} K_p = (T_0 + T_{\text{ш.вх}}) K_p. \quad (12.7)$$

В соответствии с **методом шумящего четырёхполосника** эквивалентная шумовая схема реального четырёхполосника или его шумовая модель содержит на входе нешумящего четырёхполосника дополнительные источники шумов: **шумового тока** $i_{\text{ш}}$ и **шумового напряжения** $e_{\text{ш}}$ (рисунок 12.1).

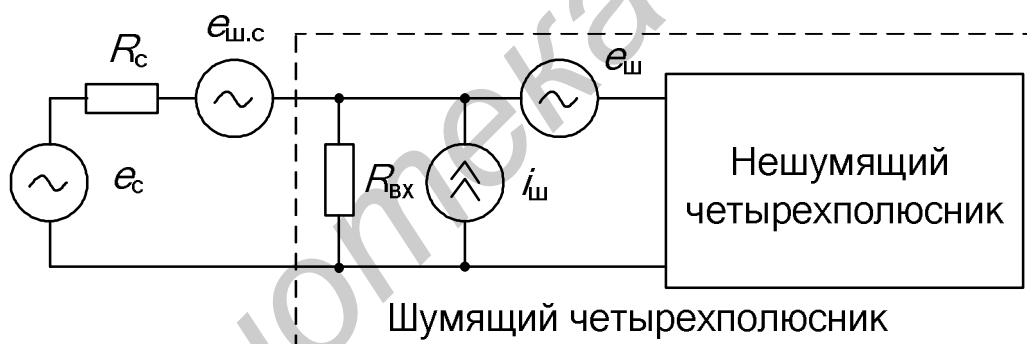


Рисунок 12.1

Расчет источников шума ведется по формулам Найквиста:

$$i_{\text{ш}}^2 = 4kT_0 G_{\text{ш}} \Delta f,$$

$$e_{\text{ш}}^2 = 4kT_0 R_{\text{ш}} \Delta f,$$

$$e_{\text{ш.с}}^2 = 4kT_0 R_c \Delta f,$$

где $G_{\text{ш}}$ – эквивалентная шумовая проводимость четырёхполосника;

$R_{\text{ш}}$ – эквивалентное шумовое сопротивление четырёхполосника.

Между изображенными на рисунке 12.1 источниками собственных шумов четырёхполосника существует корреляционная связь, которая может быть учтена введением дополнительной **шумовой корреляционной проводимости** $g_{\text{кор}}$.

Для суммарного шумового напряжения на входе четырёхполюсника можно записать

$$u_{\Sigma}^2 = e_{\text{ш.с.вх}}^2 + e_{\text{ш.вн}}^2 = e_{\text{ш.с}}^2 R_{\text{с.э}}^2 / R_{\text{с}}^2 + e_{\text{ш}}^2 + i_{\text{ш}}^2 R_{\text{с.э}}^2 + 2e_{\text{ш}}^2 g_{\text{кор}} R_{\text{с.э}}, \quad (12.8)$$

где $R_{\text{с.э}} = R_{\text{с}} R_{\text{вх}} / (R_{\text{вх}} + R_{\text{с}})$.

Способ экспериментального измерения и оценки шумовых источников четырёхполюсника заключается в измерении уровней шумов на выходе четырёхполюсника в трех режимах и последующем их пересчете ко входу:

- 1) режим короткого замыкания по входу ($R_{\text{с}}=0$) позволяет определить $e_{\text{ш}}$;
- 2) режим холостого хода по входу ($R_{\text{с}} = \infty$) позволяет определить $i_{\text{ш}}$;
- 3) коррелированная составляющая определяется в режиме согласования ($R_{\text{с}}=R_{\text{вх}}$) при известных значениях $e_{\text{ш}}$ и $i_{\text{ш}}$.

Оптимальное сопротивление источника сигнала определяет минимальное значение коэффициента шума четырёхполюсника. В соответствии с рисунком 12.1 коэффициент шума четырёхполюсника без учета коррелированной составляющей равен

$$\begin{aligned} K_{\text{ш}} &= 1 + \frac{e_{\text{ш.вн}}^2}{e_{\text{ш.с}}^2} = 1 + \frac{e_{\text{ш}}^2 + i_{\text{ш}}^2 / (G_{\text{вх}} + G_{\text{с}})^2 + 2e_{\text{ш}}^2 g_{\text{кор}} / (G_{\text{вх}} + G_{\text{с}})}{4kTR_{\text{с}} [G_{\text{с}}^2 / (G_{\text{вх}} + G_{\text{с}})^2] \Delta f} = \\ &= 1 + \frac{4kTR_{\text{ш}} \Delta f \cdot (G_{\text{вх}} + G_{\text{с}})^2 + 4kTG_{\text{ш}} \Delta f + 2 \cdot 4kTR_{\text{ш}} \Delta f \cdot g_{\text{кор}} \cdot (G_{\text{вх}} + G_{\text{с}})}{4kTG_{\text{с}} \Delta f} = \\ &= 1 + \left[R_{\text{ш}} (G_{\text{вх}} + G_{\text{с}})^2 + G_{\text{ш}} + 2R_{\text{ш}} g_{\text{кор}} (G_{\text{вх}} + G_{\text{с}}) / G_{\text{с}} \right], \end{aligned} \quad (12.9)$$

где $G_{\text{вх}}=1/R_{\text{вх}}$; $G_{\text{с}}=1/R_{\text{с}}$.

Коэффициент шума минимален при некотором оптимальном значении

$$G_{\text{с.опт}} = \sqrt{G_{\text{вх}}^2 + (G_{\text{ш}} / R_{\text{ш}}) + 2g_{\text{кор}} G_{\text{вх}}}. \quad (12.10)$$

Выражение (12.10) представляет собой **условие согласования** четырёхполюсника с источником сигнала **по шумам**.

Минимальное значение коэффициента шума равно

$$\begin{aligned} K_{\text{ш.мин}} &= 1 + 2R_{\text{ш}} (g_{\text{кор}} + G_{\text{с.опт}} + G_{\text{вх}}) = \\ &= 1 + 2R_{\text{ш}} \left(g_{\text{кор}} + G_{\text{вх}} + \sqrt{G_{\text{вх}}^2 + (G_{\text{ш}} / R_{\text{ш}}) + 2g_{\text{кор}} G_{\text{вх}}} \right). \end{aligned} \quad (12.11)$$

12.2 Методы измерения шумовых параметров четырёхполюсников

12.2.1 Метод двух отсчетов

Наиболее простым и распространенным методом измерения шумовых параметров устройств является метод двух отсчетов. Метод состоит в

поочередной подаче на вход измеряемого устройства шумовых сигналов с известными значениями температуры шума $T_{ш1}$ и $T_{ш2}$ ($T_{ш1} < T_{ш2}$) и измерении уровня сигналов на его выходе. Структурная схема метода измерения представлена на рисунке 12.2.

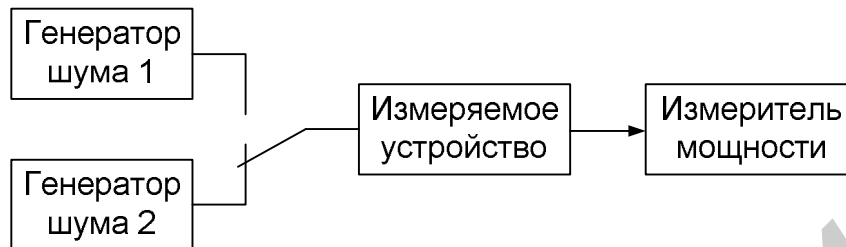


Рисунок 12.2

В качестве источников шумовых сигналов могут использоваться генераторы шума (ГШ) с известной температурой шума. Например, при использовании в качестве ГШ вакуумного шумового диода значение мощности шума при согласовании с нагрузкой определяется по формуле

$$P_{Г.ш} = \frac{I_{ш.д}^2}{4G_{Г.ш}} = \frac{2q \cdot I_d \cdot \Delta f}{4G_{Г.ш}} = 0,5q \cdot I_d \cdot R_{Г.ш} \cdot \Delta f, \quad (12.12)$$

где $R_{Г.ш}$ – сопротивление ГШ;

$q = 1,6 \cdot 10^{-16}$ Кл – заряд электрона;

I_d – ток анода шумового диода.

Спектральная плотность шума ГШ равна

$$S_{Г.ш} = \frac{P_{Г.ш}}{\Delta f} = 0,5q \cdot I_d \cdot R_{Г.ш} = kT_{Г.ш}, \quad (12.13)$$

откуда эквивалентная шумовая температура ГШ

$$T_{Г.ш} = \frac{q \cdot I_d \cdot R_{Г.ш}}{2k} \cdot \frac{T_0}{T_0} \approx 20 \cdot I_d \cdot R_{Г.ш} \cdot T_0. \quad (12.14)$$

При поочередной подаче шумовых сигналов на вход измеряемого устройства показания измерителя мощности будут пропорциональными:

$$P_{ш1} = k_{пр} \cdot (T_{ш1} + T_{ш.ч}), \quad (2.15)$$

$$P_{ш2} = k_{пр} \cdot (T_{ш2} + T_{ш.ч}) = k_{пр} \cdot [T_{ш1} + (T_{ш2} - T_{ш1}) + T_{ш.ч}], \quad (2.16)$$

или

$$P_{ш1} = k_{пр} \cdot K_{ш.ч} \cdot T_{ш1}, \quad (2.17)$$

$$P_{ш2} = k_{пр} \cdot (T_{ш2} + T_{ш.ч}) = k_{пр} \cdot [T_{ш1} \cdot K_{ш.ч} + (T_{ш2} - T_{ш1})], \quad (2.18)$$

где $T_{ш.ч}$ и $K_{ш.ч}$ – шумовая температура и коэффициент шума измеряемого четырёхполюсника при подаче сигнала с температурой шума $T_{ш1}$;

$k_{пр}$ – коэффициент пропорциональности.

В формулах (2.16) и (2.18) приращение шумовой температуры равно:

$$(T_{ш2} - T_{ш1}) = T_{г.ш}.$$

Уровень шума на выходе увеличивают в n раз, поэтому

$$P_{ш2} = nP_{ш1}$$

или

$$T_{ш1} \cdot K_{ш.ч} + T_{г.ш} = n \cdot T_{ш1} \cdot K_{ш.ч},$$

откуда

$$K_{ш.ч} = \frac{T_{г.ш}}{T_{ш1} \cdot (n-1)} = \frac{k \cdot T_{г.ш} \cdot \Delta f}{kT_{ш1} \cdot (n-1) \cdot \Delta f} = \frac{P_{г.ш}}{kT_{ш1} \cdot (n-1) \cdot \Delta f} \quad (2.19)$$

и

$$T_{ш.ч} = [T_{г.ш} - (n-1)T_{ш1}] / (n-1), \quad (2.20)$$

где $n = P_{ш2}/P_{ш1}$ – относительное изменение уровня мощности сигнала на выходе линейной части измеряемого четырёхполосника при двух различных значениях температуры шума на его входе.

При измерении коэффициента шума супергетеродинного приёмника с помощью ГШ сигнал попадает как на вход основного, так и на вход зеркального каналов. Это приводит к тому, что входная интенсивность шума для него возрастёт в $(1+1/S_{з.к})$ раз, где $S_{з.к}$ – подавление зеркального канала на частоте измерения. Тогда новое значение коэффициента шума будет равно

$$K_{ш.ч} = \frac{P_{г.ш}}{kT_{ш1} \cdot (n-1) \cdot \Delta f} \cdot (1 + 1/S_{з.к}).$$

Полученные в результате измерения значения $K_{ш.ч}$ и $T_{ш.ч}$ включают в себя кроме значения температуры шума входа измеряемого устройства также составляющую за счет собственных шумов измерителя мощности:

$$T_{ш.ч} = [T_{г.ш} - (n-1)T_{ш1}] / (n-1) - T_{ш.изм} / K_p, \quad (2.21)$$

где $T_{ш.изм}$ – температура шума входа измерителя мощности;

K_p – коэффициент усиления измеряемого устройства по мощности.

При измерениях может использоваться один ГШ, если имеется возможность изменения его температуры шума, например газоразрядный ГШ во включенном и выключенном состояниях. При использовании диодного ГШ или газоразрядного ГШ с аттенуатором на выходе изменением $T_{ш2}$ можно достигнуть $n = 2$ и отсчитать значение $K_{ш.ч}$ или $T_{ш.ч}$ по шкале аттенуатора измерителя. Метод двух отсчетов при $n = 2$ получил название **метода удвоения**.

Основными составляющими погрешностей метода являются:

- 1) погрешность за счет нелинейности амплитудной характеристики измеряемого устройства и преобразования сигнала в измерителе мощности (для метода двух отсчетов);
- 2) погрешность градуировки температуры шума генераторов;
- 3) погрешность индикации отношения сигналов;

4) погрешность за счет рассогласования ГШ и измерителя мощности.

12.3 Описание лабораторного макета

Эквивалентная схема стенда представлена на рисунке 12.3.

К входу макета подключается ГШ, к выходу – измерительный селективный микровольтметр. С помощью переключателя SA3 к измерительному приемнику подключается либо выход, либо вход исследуемого четырехполюсника. С помощью переключателя SA2 создаются режимы короткого замыкания, холостого хода и согласования по входу. С помощью переключателя SA1 производится измерение параметров четырехполюсника методом удвоения мощности шума.

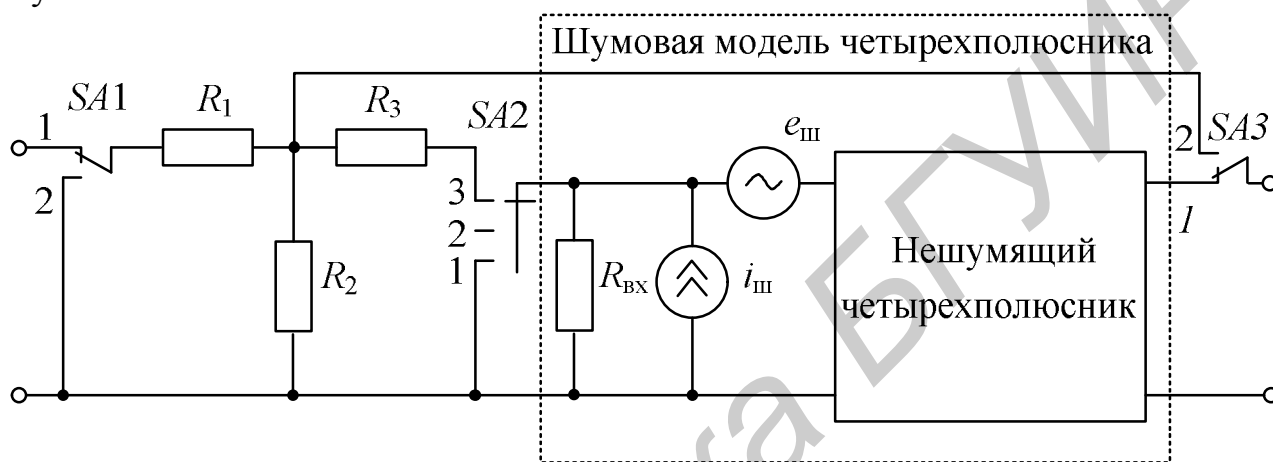


Рисунок 12.3

Внешний вид передней панели стенда представлен на рисунке 12.4. В стенде применен генератор сигналов, формирующий синусоидальное колебание в режиме «Sin» и широкополосный шум в режиме «Noise». Измерение выходных сигналов производится селективным микровольтметром с фиксированной полосой пропускания 100, 10 и 1 кГц и плавной настройкой центральной частоты. Результат измерения отображается на цифровом или аналоговом (стрелочном) индикаторе.

Настройка T-образного резистивного делителя осуществляется с помощью потенциометров R_1 , R_2 и R_3 . Сопротивления резисторов при измерении шумов должны удовлетворять условиям: $R_1 > 100 \cdot R_2$; $R_2 + R_3 = R_{Г}$.

Для формирования отчета о проделанной работе все результаты измерений и расчета должны быть внесены в таблицу результатов эксперимента. Отчет доступен после выполнения всех предусмотренных в лабораторной работе измерений и заполнения таблицы.

12.4 Порядок выполнения лабораторной работы

12.4.1 Измерение входного сопротивления четырехполюсника

1. Установить полосу пропускания микровольтметра, равной $\Delta f_{эф} = 1$ кГц, генератор сигналов переключить в режим «Sin» и установить следующие параметры макета: рекомендованную частоту измерений, выходное напряжение генератора $U_T = 10$ мВ, переключатель SA1 – в положение «1», SA2 - в положение «3», SA3 в положение «2», $R_1 = 9$ кОм, $R_2 = 1$ кОм, $R_3 = 0$.

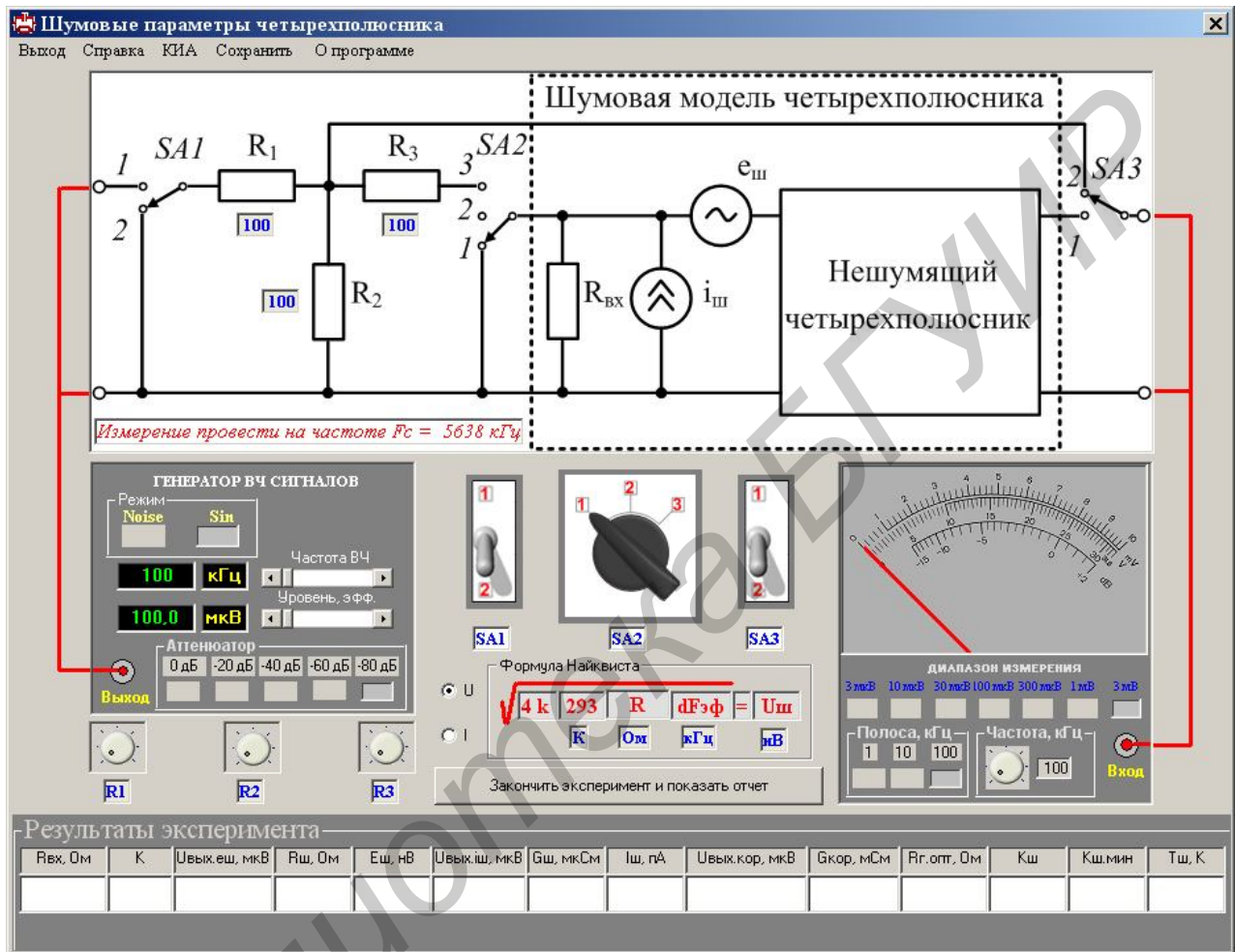


Рисунок 12.4

2. Подстроить измерительный микровольтметр по максимальным показаниям выходного прибора и измерить уровень сигнала на входе четырехполюсника U_2 .

3. Рассчитать входное сопротивление четырехполюсника по формуле:

$$R_{вх} = \frac{R_1 R_2}{[U_1 / U_2 - 1](R_1 + R_2)},$$

где $U_1 = U_T \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 0,001$ В.

4. Внести результат расчета в таблицу.

12.4.2 Измерение коэффициента передачи четырехполюсника

1 Установить переключатель SA3 в положение «1». Измерить выходное напряжение U_3 .

2. Определить коэффициент передачи четырёхполосника по формуле: $K_{\text{ч}} = U_3 / U_2$. Внести результат расчета в таблицу.

12.4.3 Определение эквивалентного шумового сопротивления

1. Установить переключатели SA2 и SA3 в положение «1», полосу пропускания микровольтметра, равной $\Delta f_{\text{эф}} = 100$ кГц.

2. Измерить выходное напряжение $U_4 = U_{\text{вых е.ш}}$.

3. Рассчитать уровень шума эквивалентного источника шумового напряжения четырёхполосника по формуле: $e_{\text{ш}} = U_4 / K_{\text{ч}}$.

4. Рассчитать величину шумового сопротивления четырёхполосника по формуле:

$$R_{\text{ш}} = e_{\text{ш}}^2 / (4kT_0 \Delta f_{\text{эф}}).$$

5. Внести результаты измерения и расчета в таблицу.

12.4.4 Определение эквивалентной шумовой проводимости

1. Установить переключатель SA2 в положение «2», SA3 в положение «1».

2. Измерить выходное напряжение $U_5 = U_{\text{вых и.ш}}$.

3. Рассчитать величину тока эквивалентного источника шумового тока четырёхполосника по формуле: $i_{\text{ш}} = U_5 / (K_{\text{ч}} R_{\text{вх}})$.

4. Рассчитать величину эквивалентной шумовой проводимости четырёхполосника по формуле: $G_{\text{ш}} = i_{\text{ш}}^2 / (4kT_0 \Delta f_{\text{эф}})$.

5. Внести результаты измерения и расчета в таблицу.

12.4.5 Определение шумовой корреляционной проводимости

1. Установить переключатель SA1 в положение «2», SA2 в положение «3», SA3 в положение «1».

2. Установить $R_1 = 9990$ Ом, $R_2 = 10$ Ом, $R_3 = R_{\text{вх}}$.

3. Измерить выходное напряжение $U_6 = U_{\text{вых.кор}}$ Рассчитать величину шумовой корреляционной проводимости четырёхполосника по формуле:

$$g_{\text{кор}} = (U_6 / K_{\text{ч}})^2 / 4kT_0 \Delta f - (R_3^2 / R_{\Gamma} + R_{\text{ш}} + G_{\text{ш}} R_3^2) / (2R_{\text{ш}} R_3),$$

где

$$R_{\Gamma} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) + R_3;$$

$$R_3 = R_{\Gamma} R_{\text{ВХ}} / (R_{\text{ВХ}} + R_{\Gamma}).$$

4. По формуле (12.10), учитывая что $R = 1/G$, рассчитать оптимальное значение сопротивления источника сигнала, соответствующее минимальному коэффициенту шума.

5. Внести результаты измерения и расчета в таблицу.

12.4.6 Измерение коэффициента шума способом удвоения выходной мощности шума

1. Полосу пропускания микровольтметра установить равной 100 кГц, генератор сигналов переключить в режим «Noise»,

2. Переключатель SA1 установить в положение «2», переключатель SA2 в положение «3», SA3 в положение «1», $R_1=9990$ Ом, $R_2=10$ Ом, $R_3=R_{\text{ВХ}}$ и по показанию индикатора измерителя зафиксировать уровень выходного шума четырёхполюсника.

3. Переключатель SA1 установить в положение «1» и, постепенно увеличивая напряжение шума от ГШ, довести уровень мощность шумов генератора до такого значения $U_{\text{Г.Ш}}$, при котором показания измерительного индикатора в $\sqrt{2}$ раз превышают показания измерителя, зафиксированные при положении «2» переключателя SA1.

4. Рассчитать коэффициент шума четырёхполюсника $K_{\text{Ш}}$ в соответствии с выражением

$$K_{\text{Ш}} = (U_{\text{Г.Ш}} / 1000)^2 / (4kT_0 R_{\Gamma} \Delta f).$$

5. По формуле (12.11) рассчитать минимальное значение коэффициента шума четырёхполюсника в режиме согласования по шумам.

6. По формуле (12.5) рассчитать входную шумовую температуру четырёхполюсника и сравнить её с показаниями ГШ (в единицах kT_0).

7. Внести результаты измерения и расчета в таблицу.

12.5 Контрольные вопросы

1. Как изменяется отношение сигнал/шум после прохождения сигнала через радиоприёмный тракт?

2. Как определить коэффициент шума в тракте с несогласованным источником сигнала?

3. Как минимизировать коэффициент шума радиоприёмника?

4. Что называется шумовой полосой радиоприёмного тракта?

ЛИТЕРАТУРА

1. Устройства радиоприёмные бытовые. Общие технические условия. ГОСТ 5651–89. Введ. 1990–01–01.
2. Аппаратура радиоэлектронная бытовая. Методы электрических высокочастотных измерений. ГОСТ 9783–88. Введ. 1990–01–01
3. Транзисторы биполярные. Методы измерения коэффициента шума на низкой частоте. ГОСТ 18604.20-78. Введ. 1990–01–01.
4. Транзисторы биполярные. Метод измерения коэффициента шума на высоких и сверхвысоких частотах. ГОСТ 18604.11-88. Введ. 1990–01–01.
5. Стандартный коэффициент шума и эквивалентная шумовая температура усилительных и приёмных устройств. Методика выполнения измерений. ГОСТ 8.475-82. Введ. 1990–01–01.
6. Курочкин, А. Е. Электронный учебно-методический комплекс по дисциплине Радиоприёмные устройства / А. Е. Курочкин [Электронный ресурс]. – Минск: БГУИР, 2006. – Режим доступа: <http://abitur.bsuir.unibel.by>
7. Чердынцев, В. А. Методы и устройства приёма и обработки радиосигналов. Учеб. пособие. / В. А. Чердынцев, И. Ю. Малевич, А. Е. Курочкин – Минск : БГУИР, 2010. – 288 с.
8. Колосовский, Е. А. Устройства приёма и обработки сигналов / Е. А. Колосовский. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 456 с.
9. Румянцев, К. Е. Приём и обработка сигналов / К. Е. Румянцев. – М. : Издат. центр «Академия», 2007. – 528 с.
10. Головин, О. В. Радиоприёмные устройства / О. В. Головин. – М. : Горячая линия – Телеком, 2004. – 384 с.
11. Радиоприёмные устройства / Н. Н. Фомин [и др.]; под ред. Н. Н. Фомина. – М. : Радио и связь, 2003. – 520 с.

Учебное издание

Зоров Юрий Викторович
Здоровцев Сергей Васильевич
Курочкин Александр Евдокимович

**РАДИОПРИЁМНЫЕ УСТРОЙСТВА
МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ПРИЁМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ.
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

Редактор Т. Н. Крюкова
Корректор

Подписано в печать _____. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура Times.
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. _____. Уч.-изд. л. _____. Тираж 360 экз. Заказ
539_____.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП №02330/0494175 от 03.04.2009/
220013, Минск, П. Бровки, 6