4582

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Часть 1

Методические указания
к лабораторным работам

Рязань 2012

УДК 621.396.62

Устройства приема и обработки сигналов. Ч. 1.: методические указания к лабораторным работам / Рязан. гос. радиотехн. ун-т; сост.: Е.Н.Салтыков, В.А.Степашкин, С.В.Колесников, С.А.Ушаков; под общ. ред. Е.Н.Салтыкова. Рязань: РГРТУ, 2012. 64 с.

Содержат описание и методику выполнения четырех лабораторных работ по исследованию основных узлов радиоприемных устройств: входных цепей, усилителей радиочастоты, преобразователей частоты и детекторов амплитудно-модулированных сигналов, а также краткие теоретические сведения по соответствующим разделам.

Предназначены для студентов, обучающихся по направлениям специалитета «Радиотехника» и «Телекоммуникации», бакалавриата «Радиотехника» и «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Табл. 2. Ил. 41. Библиогр.: 29 назв.

Радиоприемные устройства, входные цепи, усилители резонансные, преобразователи радиочастоты, амплитудные детекторы

Печатается по решению редакционно-издательского совета Рязанского государственного радиотехнического университета.

Рецензент: кафедра радиотехнических устройств РГРТУ (зав. кафедрой проф., д-р, техн. наук Ю.Н. Паршин)

Устройства приема и обработки сигналов

Составители: С а л т ы к о в Евгений Николаевич
С т е п а ш к и н Владимир Анатольевич
К о л е с н и к о в Сергей Валерьевич
У ш а к о в Сергей Александрович

Редактор М.Е. Цветкова
Корректор Р.К. Мангутова
Подписано в печать 27.09.12. Формат бумаги 60 х 84 1/16.
Бумага газетная. Печать трафаретная. Усл. печ. л. 4,0.
Тираж 100 экз. Заказ
Рязанский государственный радиотехнический университет.
390005, Рязань, ул. Гагарина, 59/1.
Редакционно-издательский центр РГРТУ.

К выполнению лабораторных работ допускаются студенты, прошедшие инструктаж по технике безопасности. Обязанностью студентов является соблюдение соответствующих правил работы в лаборатории и с приборным оборудованием.

ПОДГОТОВКА К РАБОТЕ

1. Для подготовки к выполнению работы студенту необходимо:
- изучить соответствующие разделы теоретического курса;
- изучить настоящее описание;
- ознакомиться с методикой проведения измерений;
- ознакомиться с правилами эксплуатации используемой измерительной аппаратуры.

2. Для допуска к выполнению работы студент обязан успешно пройти предварительный опрос. При этом он должен показать знание цели работы, методики необходимых измерений и их предполагаемых результатов.

СОСТАВЛЕНИЕ ОТЧЕТА И ЗАЩИТА РАБОТЫ

1. Каждый студент составляет индивидуальный отчет о работе.
2. В отчете должны быть приведены:
- цель работы;
- электрическая принципиальная схема исследуемого каскада, выполненная в соответствии с требованиями ЕСКД;
- результаты измерений в виде таблиц, графиков или отдельных значений, а также структурные схемы подключения приборов для всех измерений и необходимые расчеты (в соответствии с заданием);
- **обязательные выводы** по работе, касающиеся соответствия результатов измерений теоретическим данным и возможных причин их несоответствия.

3. При защите отчета о работе студент обязан показать знание раздела теоретического курса и умение объяснить методику проведения измерений и их результаты.

Лабораторная работа № 1

ИССЛЕДОВАНИЕ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

Цель работы: экспериментальное исследование основных свойств и характеристик входных цепей, работающих от настроенных и ненастроенных антенн.

ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНЫХ МАКЕТОВ

Все работы выполняются фронтально на специальных лабораторных макетах, различающихся типом исследуемой схемы и диапазоном частот.

В данной работе исследуются два типа входных цепей.

1. Входные цепи, работающие с ненастроенной антенной: с индуктивной связью с антенной, с внешне- и внутриемкостной связью с антенной. Эти схемы собраны в левой верхней части макета.

2. Входная цепь, работающая с настроенной антенной (схема собрана в правой верхней части сменного блока).

1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Входная цепь предназначена для передачи принимаемого сигнала из антенны в последующие цепи приемника. Основные функции входной цепи:

а) предварительная фильтрация принимаемого полезного сигнала из множества сигналов, поступающих из антенны;

б) передача энергии полезного сигнала ко входу первого каскада с наименьшими потерями и искажениями.

В общем случае входная цепь представляет собой пассивный четырехполюсник, включающий один колебательной контур или систему колебательных контуров, а также элементы связи этого контура с антенной и со входом следующего каскада.

1.1. Основные характеристики входной цепи

Резонансный коэффициент передачи - отношение напряжения сигнала на выходе входной цепи $\mathbf{U_{вых}}$ к величине ЭДС $\mathbf{E_A}$, наводимой в антенне электромагнитным полем принимаемого сигнала:

$$K_0 = \frac{U_{вых}}{E_A}.$$

При этом несущая частота сигнала f_c должна быть равна частоте настройки контура (или контуров) входной цепи f_0. При проектировании входной цепи стремятся обеспечить минимальное изменение $\mathbf{K_0}$ в диапазоне рабочих частот.

Диапазон рабочих частот (f_{min} - f_{max}) - диапазон частот, в пределах которого входная цепь может быть настроена в резонанс с частотой принимаемого сигнала. Перестройка входной цепи осуществляется изменением емкости или индуктивности контура.

Частотная избирательность входной цепи - это способность отделить полезный сигнал и ослабить сигналы мешающих стан-

ций; она определяется амплитудно-частотной характеристикой входной цепи **К(*f*)**.

В супергетеродинных приемниках основной задачей входной цепи является обеспечение избирательности по побочным каналам приема, самыми опасными из которых являются зеркальный (симметричный) канал и канал прямого прохождения (рис 1.1). Зеркальный канал $f_з$ отличается от основного канала f_c на две промежуточные частоты:

$$f_з = f_c \pm 2 f_{пр}.$$

Обычно входная цепь является линейной цепью, и ее избирательность можно определить по резонансной характеристике (рис. 1.2), при этом величина избирательности:

$$S = \frac{U_{вых0}}{U_{вых1}} \quad \text{при } \mathbf{U_{вх}} = \text{const}$$

или в децибелах $S[дБ] = 20\lg\frac{U_{вых0}}{U_{вых1}}$ также при $\mathbf{U_{вх}}$= const.

Однако при больших расстройках или высокой избирательности входной цепи измеряемые значения $\mathbf{U_{вых}}$ становятся малыми и могут быть равными или меньшими уровня шума. В этом случае измерения становятся невозможными или недостоверными.

В нелинейных же цепях при существенном уменьшении уровня сигнала изменяется их коэффициент передачи, что приводит к погрешности измерения частотной избирательности. Поэтому измерение избирательности всего приемника (имеющего в своем составе нелинейный элемент – детектор, коэффициент передачи которого зависит от уровня сигнала) осуществляется по транспонированной (перевернутой) характеристике, которая называется характеристикой избирательности (рис. 1.3). При этом:

$$S[дБ] = 20\lg\frac{U_{вх1}}{U_{вх0}} \quad \text{при} \quad \mathbf{U_{вых}} = \text{const}.$$

Измерять избирательность диапазонной входной цепи следует в тех точках диапазона, где эта избирательность наименьшая. Избирательность по зеркальному каналу измеряют в верхней части диапазона принимаемых частот, где полоса пропускания самая широкая, поэтому избирательность наиболее низкая. Избирательность по каналу прямого прохождения измеряется на частотах, наиболее близких к промежуточной частоте: при $\mathbf{f_{пр}}$ = 465 кГц это будет верхняя частота диапазона ДВ – f_{max} и нижняя частота диапазона СВ – f_{min} .

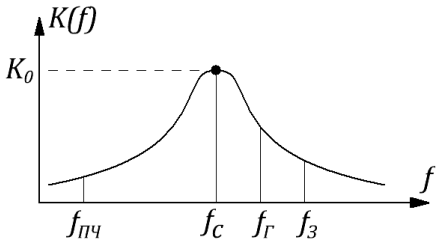


Рис. 1.1

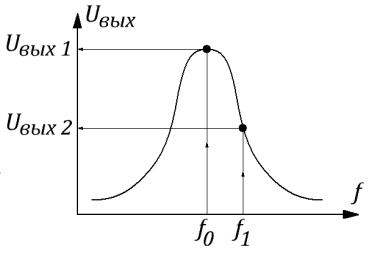


Рис. 1.2

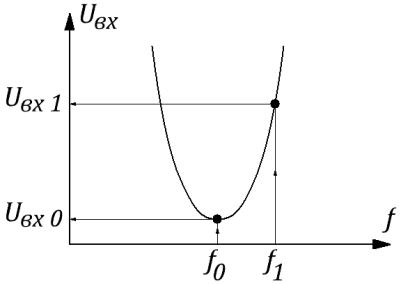


Рис.1.3

1.2. Классификация входных цепей

Входные цепи могут быть с фиксированной настройкой контура или диапазонные (перестраиваемые). По числу используемых контуров могут быть одно-, двух- и многоконтурные входные цепи. По виду связи с антенной входные цепи делятся на два типа:

- входные цепи, работающие с ненастроенными антеннами;
- входные цепи, работающие с настроенными антеннами.

1.3. Входные цепи с ненастроенными антеннами

Ненастроенными антеннами называют антенны, сопротивления которых имеют активные и реактивные составляющие. Именно такие антенны обычно используются в диапазонах ДВ, СВ. Реактивные сопротивления антенн для этих частот носят емкостный характер (рис. 1.4).

В этом случае связь контура входной цепи с антенной выбирается слабой, чтобы исключить влияние параметров антенн на контур (реактивная составляющая антенны изменяет частоту настройки контура, активная - расширяет его полосу и уменьшает избирательность).

При слабой связи с антенной коэффициент передачи входной це-

пи мал, но это допустимо, так как в приемниках ДВ, СВ чувствительность в основном определяется внешними помехами, а уменьшение коэффициента передачи входной цепи можно скомпенсировать в УРЧ и УПЧ.

1.3.1. Входная цепь с индуктивной связью с антенной

Схема входной цепи с индуктивной связью с антенной показана на рис. 1.5. Основным контуром, определяющим параметры входной цепи, является контур $\mathbf{L_K C_K}$, который настраивается на частоту принимаемого сигнала. Катушка связи $\mathbf{L_{св}}$ и емкость антенны $\mathbf{C_A}$ образуют последовательный колебательный контур (антенный контур), частота настройки которого неизменна: $f_A = 1/2\pi\sqrt{(C_A L_{св})}$ и отличается от частоты настройки основного контура f_0. Если f_A меньше минимальной частоты диапазона принимаемых частот $f_{0\,min}$ (длина волны $\lambda_A > \lambda_{0\,min}$), то входная цепь называется входной цепью „***с удлиненной антенной***" (рис. 1.6, а). Если f_A больше максимальной частоты диапазона $f_{0\,max}$ (длина волны $\lambda_A < \lambda_{0\,max}$), то входная цепь называется входной цепью „***с укороченной антенной***" (рис. 1.6, б).

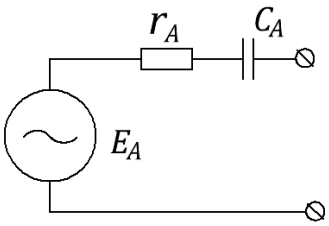


Рис. 1.4

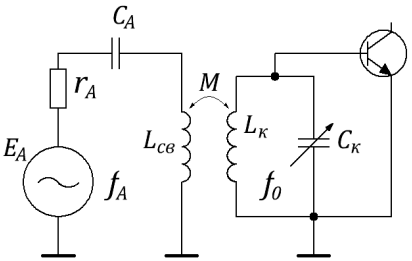
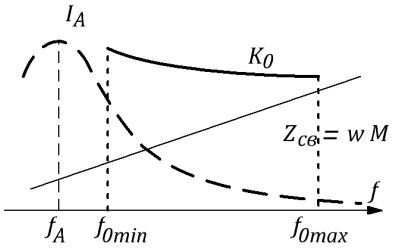
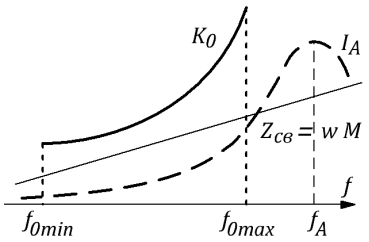


Рис. 1.5



а



б

Рис. 1.6

Резонансный коэффициент передачи входной цепи:

$$K_0 = U_{вых} / E_A \text{ , где } E_A - \text{ЭДС в антенне.}$$

Ток в антенной цепи I_A наводит в катушке основного контура ЭДС, величина которой определяется известным соотношением:

$$\varepsilon = Z_{св} I_A = \omega M I_A = 2\pi f M I_A,$$

где $M = K_{св}\sqrt{L_K L_{св}}$ – взаимная индуктивность между $L_{св}$ и $L_К$;

$K_{св}$ – конструктивный коэффициент связи между катушками $L_{св}$ и $L_К$.

На частоте настройки основного контура напряжение в $Q_э$ раз больше наводимой ЭДС:

$$U_{вых} = \varepsilon Q_э = \omega M I_A Q_э = Z_{св} I_A Q_э,$$

где $Q_э$ - эквивалентная добротность основного контура (считаем, что $Q_э$ частотно-независимая).

Таким образом, зависимость резонансного коэффициента передачи K_0 от частоты определяется произведением $I_A(f)$ и $Z_{св}(f)$ (рис. 1.6).

В случае ***удлиненной антенны*** с увеличением частоты ток I_A уменьшается, а сопротивление $Z_{св}$ растет, в результате чего резонансный коэффициент усиления K_0 слабо зависит от частоты (рис. 1.6, а).

В случае ***укороченной антенны*** с увеличением частоты увеличиваются ток I_A и сопротивление $Z_{св}$, в результате чего резонансный коэффициент усиления K_0 резко зависит от частоты (увеличивается приблизительно по квадратичному закону) (рис. 1.6, б).

Величины вносимых из антенны в основной контур активной и реактивной составляющих зависят от степени связи между контурами $K_{св}$.

1.3.2. Входная цепь с внешне- и внутриемкостной связью

Внешнеемкостная связь с антенной (рис. 1.7, а) предназначена для ослабления влияния параметров антенны на контур входной цепи. Эта связь делается слабой ($C_{св} \ll C_A$), чтобы емкость антенны не расстраивала контур входной цепи, а активное сопротивление антенны r_A не расширяло бы его полосу пропускания и не ухудшало избирательность.

Резонансный коэффициент передачи входной цепи:

$$K_0 = \frac{C'_A}{C_э} Q_э \text{ ,} \qquad (1.1)$$

где

$$C'_A = \frac{C_A C_{св}}{C_A + C_{св}} \approx C_{св};$$

$\mathbf{C_A}$ - емкость антенны;

$\mathbf{C_{св}}$ - емкость конденсатора связи;

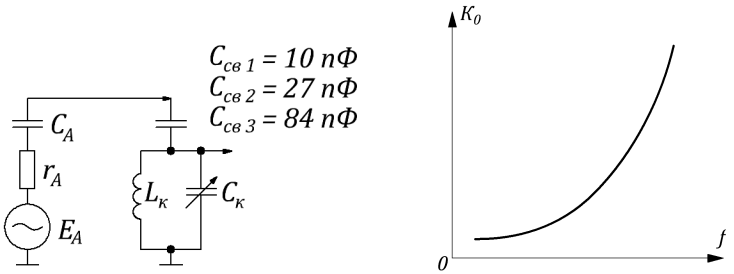
$\mathbf{C_э}$ - эквивалентная емкость контура (емкость контура с учетом паразитных емкостей).

При настройке входной цепи конденсатором переменной емкости резонансный коэффициент передачи пропорционален квадрату частоты, если добротность контура $\mathbf{Q_э}$ неизменна при его перестройке (рис. 1.7, б):

$$K_0 = C'_A w_0^2 L_K Q_Э ,$$

так как резонансная частота связана с $\mathbf{C_э}$ формулой Томпсона: $C_э = 1/\omega_0^2 L_K$.

При настройке входной цепи индуктивностью резонансный коэффициент передачи постоянен, если добротность неизменна.



а б

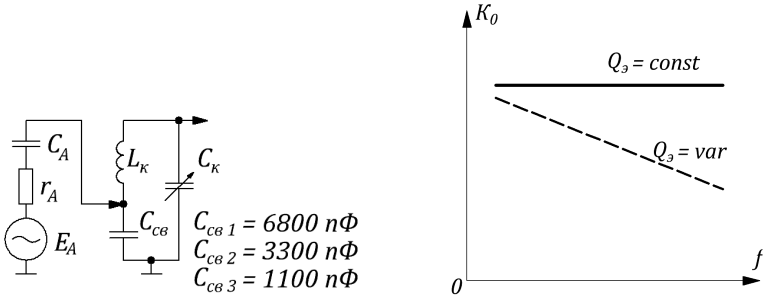
Рис. 1.7

Внутриемкостная связь с антенной (рис. 1.8, а) предназначена для ослабления влияния параметров антенны на контур входной цепи. Эта связь делается слабой, для чего емкость конденсатора связи выбирается много больше емкости антенны: $\mathbf{C_{св} >> C_A}$. При слабой связи с антенной ее параметры не влияют на контур входной цепи (не смещают его резонансную частоту и не расширяют его полосу пропускания).

Резонансный коэффициент передачи

$$K_0 = \frac{C_A}{C_{св}} Q_э . \qquad (1.2)$$

Резонансный коэффициент передачи не зависит от величин $L_К$ и $\mathbf{C_К}$ контура ($\mathbf{C_К << C_{св}}$) и при перестройке контура в диапазоне частот $К_0$ изменяется лишь за счет непостоянства $\mathbf{Q_э}$ (рис. 1.8, б).



а б

Рис. 1.8

1.4. Входная цепь с настроенной антенной

В метровом и дециметровом диапазонах волн преимущественно используют ***настроенные антенны*** (поскольку размеры антенны соизмеримы с длиной волны).

Сопротивление антенны в этом случае имеет чисто активный характер. Отсутствие реактивных параметров у антенны исключает необходимость делать связь с антенной слабой, как это имело место во входных цепях, работающих от ненастроенных антенн.

Связь с антенной делают оптимальной для обеспечения максимального коэффициента передачи входной цепи. Это вызвано тем, что в указанных диапазонах уровень внешних шумов пренебрежимо мал и чувствительность приемника определяется его внутренними шумами. При этом чем больше коэффициент передачи входной цепи, тем больше отношение сигнал/шум на входе первого активного **(**шумящего**)** элемента. При оптимальной связи ухудшается эквивалентная добротность контура $\mathbf{Q}_э$, но это является допустимым, так как требования к избирательности в этих диапазонах менее жестки и легко реализуются вследствие использования более высоких промежуточных частот.

Для получения максимального коэффициента передачи входной цепи необходимо согласовать антенну с контуром входной цепи, для чего используют трансформаторную связь (рис. 1.9, а) или неполное включение контура по индуктивной или емкостной ветви (рис. 1.9, б, в).

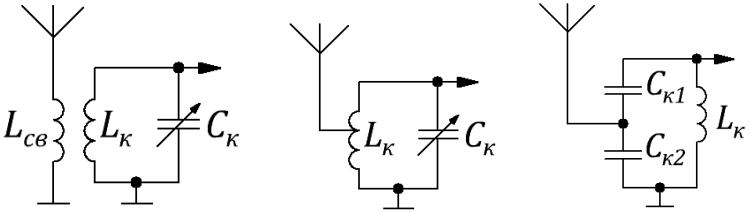
В работе исследуется входная цепь с ***двойным автотрансформаторным включением***, эквивалентная схема которой показана на рис. 1.10, на котором:

$$\boldsymbol{m = \frac{U_1}{U_к};} \quad \boldsymbol{n = \frac{U_2}{U_к}} \text{ - коэффициенты включения;}$$

$\mathbf{g_A}$ - проводимость антенны или подводящего фидера;

$\mathbf{g_к}$ - эквивалентная проводимость колебательного контура;

$\mathbf{g_{вх}}$ - активная составляющая входной проводимости следующего каскада.



а б в

Рис. 1.9

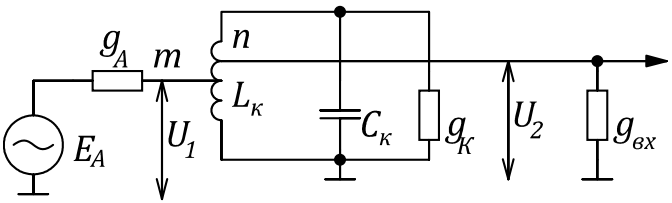


Рис. 1.10

Резонансный коэффициент передачи входной цепи:

$$K_0 = \frac{U_{вых}}{E_A} = \frac{mng_A}{m^2 g_A + g_K + n^2 g_{вх}}.$$

Максимальный коэффициент передачи достигается при согласовании контура входной цепи с антенной или входной проводимостью следующего каскада. Однако обеспечить одновременно оптимальное согласование контура и со стороны антенны, и со стороны входа следующего каскада невозможно. Поэтому если $\mathbf{g_A > g_{вх}}$, то обеспечивают оптимальное согласование с антенной, задаваясь значением $\boldsymbol{n}$ и рассчитывая оптимальное значение $\boldsymbol{m}$ по формуле

$$m_{opt} = \sqrt{\frac{g_K + n^2 g_{вх}}{g_A}} < 1, \qquad (1.3)$$

при этом

$$K_{0\max 1} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{g_A}{g_K + n^2 g_{вх}}}. \qquad (1.4)$$

Если же $\mathbf{g_{вх} > g_A}$, то обеспечивают оптимальное согласование со входом следующего каскада, задаваясь значением $\boldsymbol{m}$ и рассчитывая

оптимальное значение ***n*** по формуле

$$n_{opt} = \sqrt{\frac{g_K + m^2 g_A}{g_{вх}}} < 1, \qquad (1.5)$$

при котором $$K_{0\max 2} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{g_{вх}}{g_K + m^2 g_A}}. \qquad (1.6)$$

Избирательность входной цепи определяется эквивалентной добротностью $\mathbf{Q_э}$, которая зависит от коэффициентов включения ***m*** и ***n***:

$$Q_э = \frac{Q_0}{1 + a^2},$$

где $\mathbf{Q_0}$ – добротность ненагруженного контура,
$\mathbf{a = m/m_{opt}}$ при **n = const** или $\mathbf{a = n/n_{opt}}$ при **m = const.**

2. ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКАЯ ЧАСТЬ

2.1. Входные цепи с ненастроенной антенной

По таблице в соответствии с номером исследуемого макета (указан на сменном блоке) определите исследуемый диапазон рабочих частот и вид связи входной цепи с антенной. В зависимости от вида связи необходимо выбрать соответствующую программу исследования (исследуемая схема находится в левой верхней части макета).

№ макета	1	2	3	4	5	6
Связь с антенной	Внутри-емкостная	Индуктивная	Внешне-емкостная	Индуктивная	Внешне-емкостная	Внутри-емкостная
Диапазон частот	ДВ	ДВ	ДВ	СВ	ДВ	СВ
№ макета	7	8	9	10	11	12
Связь с антенной	Внутри-емкостная	Внешне-емкостная	Индуктивная	Внешне-емкостная	Индуктивная	Внутри-емкостная
Диапазон частот	СВ	СВ	ДВ	СВ	СВ	ДВ

Схема подключения приборов к макету показана на рис. 1.11. На гнездо макета “**Вход**” с выхода генератора стандартных сигналов (ГСС) Г4-18А (или Г4-42) необходимо подать напряжение **10 мВ**.

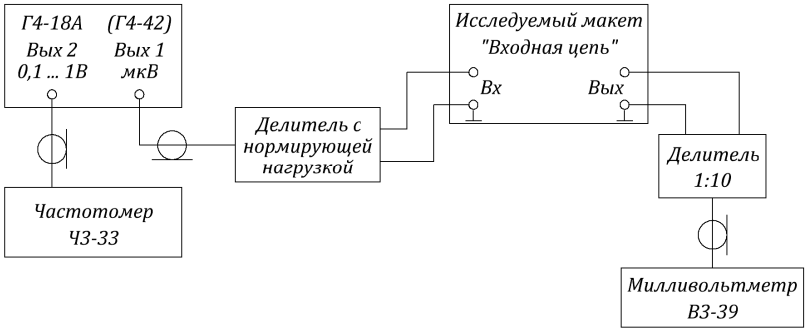


Рис. 1.11

Для обеспечения нормальной работы частотомера необходимо установить лимбом плавной регулировки $U_{вых}$ = 100 мкВ, а множитель поставить в положение «х100», что будет соответствовать $U_{вых\ ГСС} = E_A = 10000$ мкВ = 10 мВ.

По **ГОСТ** 5651-82 диапазон длинных волн (ДВ) – от **148 до 285** кГц, средних волн (СВ) - от **525** до **1607** кГц.

Внимание! Здесь и далее следует помнить и учитывать, что милливольтметр **В3-39** подключается к макету через делитель 1:10, поэтому для получения истинных значений ***необходимо измеренные величины умножать на 10***.

Входная цепь с внешне- и внутриемкостной связью

1. Исследовать влияние параметров антенны на основные характеристики входной цепи.

1.1. Переключатель **S1** поставьте в положение 1 (соответствует емкости связи $\mathbf{C_{св1}}$). Установите конденсатор переменной емкости в положение $\mathbf{C_{max}}$. Изменяя частоту ГСС, настройте контур входной цепи в резонанс (частота настройки должна примерно соответствовать нижней границе исследуемого диапазона). Измерьте и занесите в таблицу напряжение $\mathbf{U_{вых\ max}}$ и соответствующую ему резонансную частоту. Измерьте полосу пропускания контура входной цепи ($\mathbf{П_{0,7}} = f_в - f_н$, где $f_в$ и $f_н$ - граничные частоты полосы пропускания, определяемые по уровню 0,7 от $\mathbf{U_{вых\ max}}$, измеренного на резонансной частоте).

Повторите данные измерения для емкости связи $\mathbf{C_{св2}}$ (переключатель **S1** в положении 2) и $\mathbf{C_{св3}}$ (переключатель **S1** в положении 3).

Полученные данные занесите в таблицу.

1.2. Повторите п. 1.1 для $\mathbf{C_{min}}$ и $\mathbf{C_{ср}}$ (частота настройки для

$\mathbf{C_{min}}$ должна примерно соответствовать верхней границе исследуемого диапазона, а величина $\mathbf{C_{ср}}$ является промежуточной между $\mathbf{C_{max}}$ и $\mathbf{C_{min}}$).

1.3. При оформлении отчета по результатам измерений п. 1.1 и п. 1.2 выполните следующее:

а) для емкостей связи $\mathbf{C_{св1}}$, $\mathbf{C_{св2}}$, $\mathbf{C_{св3}}$ рассчитайте коэффициенты диапазона $\mathbf{К_Д} = \boldsymbol{f_{max}} / \boldsymbol{f_{min}}$, где $\boldsymbol{f_{max}}$ и $\boldsymbol{f_{min}}$ - максимальная и минимальная резонансные частоты, соответствующие минимальной $\mathbf{C_{min}}$ и максимальной $\mathbf{C_{max}}$ емкостям конденсатора настройки при соответствующей емкости связи. Постройте зависимость $\mathbf{К_Д = \varphi(C_{св})}$.

Значения емкостей конденсаторов связи приведены на рис. 1.7, а и 1.8, а для внешнеемкостной и внутриемкостной связей соответственно;

б) учитывая, что $\mathbf{К_0} = \mathbf{U_{вых\ max}} / \boldsymbol{U_{вых\ ГСС}}$, рассчитайте и постройте графики зависимости $\mathbf{К_0 = \varphi(}\boldsymbol{f}\mathbf{)}$ для каждой из трех емкостей связи $\mathbf{C_{св}}$;

в) постройте графики зависимостей $\boldsymbol{f_0} = \mathbf{\varphi(\ C_{св})}$, где $\boldsymbol{f_0}$ – резонансная частота настройки контура и $\boldsymbol{П_{0,7}} = \mathbf{\varphi(\ C_{св})}$ для максимальной и минимальной частот диапазона;

г) рассчитайте добротности контура входной цепи $\mathbf{Q_Э} = \boldsymbol{f_0} / \boldsymbol{П_{0,7}}$ для минимальной, средней и максимальной частот диапазона и трех значений емкости связи. Постройте зависимости $\mathbf{Q_Э = \varphi(}\boldsymbol{f}\mathbf{)}$ для каждой из трех емкостей связи $\mathbf{C_{св}}$.

2. Измерить избирательность входной цепи по зеркальному каналу при емкости связи, обеспечивающей максимальный коэффициент передачи (для внутриемкостной связи это $\mathbf{C_{св3}}$, а для внешнеемкостной связи это $\mathbf{C_{св1}}$).

Для этого рассчитайте частоты зеркальных каналов для максимальной и минимальной частот исследуемого диапазона (значения частот взять из пп. 1.1-1.2 для емкости связи, обеспечивающей максимальный коэффициент передачи):

$\boldsymbol{f_{зк1}} = \boldsymbol{f_{0\ max}} + \mathbf{2}\boldsymbol{f_{пр}}$, $\boldsymbol{f_{зк2}} = \boldsymbol{f_{0\ min}} + \mathbf{2}\boldsymbol{f_{пр}}$, где $\boldsymbol{f_{пр}}$ = 110 кГц.

2.1. Установите $\mathbf{U_{вых\ ГСС} = E_{A0} = (1…10)\ мВ}$, а конденсатор переменной емкости - в положение $\mathbf{C_{min}}$. Изменяя частоту ГСС, настройте контур входной цепи в резонанс. Измерьте и запишите $\mathbf{U_{вых}}$. Не изменяя настройки входной цепи, перестройте ГСС на частоту $\boldsymbol{f_{зк1}}$ и, увеличивая $\mathbf{U_{вых\ ГСС}}$, добейтесь прежнего значения $\mathbf{U_{вых}}$. Запишите полученное значение $\mathbf{U_{вых\ ГСС} = E_{Af}}$.

Первоначально рекомендуется установить $\mathbf{U_{вых\ ГСС} = 10\ мВ}$ и попытаться выполнить измерения; если же на частоте $\boldsymbol{f_{зк1}}$ при максимально возможном напряжении, выдаваемом ГСС, $\mathbf{U_{вых\ ГСС}}$, не удается получить такое же $\mathbf{U_{вых}}$, какое было на резонансной частоте, необходимо изменить первоначальное значение $\mathbf{U_{вых\ ГСС} = E_{A0}}$ с 10 мВ на

меньшее значение. ***Не забывайте***, что у ГСС есть второй выход 0,1…1 В, к которому подключен частотомер (последний необходимо временно отключить от ГСС).

2.2. ***Выполняется по указанию преподавателя***.

Установите конденсатор переменной емкости в положение $\mathbf{C_{max}}$ и повторите опыт для $f_{зк2}$ в соответствии с указаниями п.2.

3. Измерить избирательность входной цепи по каналу прямого прохождения при той же емкости связи, что и в п.2.

Для этого с помощью конденсатора переменной емкости перестройте контур входной цепи на частоту, ближайшую к промежуточной частоте $f_{пр}$ = 465 кГц (для ДВ-диапазона это $f_{0\ max}$, для СВ-диапазона - $f_{0\ min}$). Изменяя частоту ГСС, настройте контур входной цепи в резонанс. Измерьте и запишите $\mathbf{U_{вых}}$. Не изменяя настройки входной цепи, перестройте ГСС на частоту $f_{пр}$ = 465 кГц и, увеличивая $\mathbf{U_{вых\ ГСС}}$, добейтесь прежнего значения $\mathbf{U_{вых}}$. Запишите полученное значение $\mathbf{U_{вых\ ГСС} = E_{Af}}$.

4. Используя данные, полученные в пп. 2 – 3, рассчитать избирательность для всех дополнительных каналов приема по формуле

$$\mathbf{S = 20}lg\mathbf{(E_{Af} / E_{A0})} \quad (\text{при } \mathbf{U_{вых}} = \text{const}),$$

где $\mathbf{E_{A0}}$ - напряжение ГСС на резонансной частоте контура, $\mathbf{E_{Af}}$ - напряжение ГСС при расстройке, соответствующей дополнительному каналу приема.

5. Сделать выводы по полученным результатам.

Входная цепь с индуктивной связью с антенной

1. Исследовать влияние частоты настройки антенного контура на величину и неравномерность резонансного коэффициента передачи входной цепи K_0 в заданном диапазоне частот для режима “укорочения” (для двух частот настройки антенного контура f_{A1} и f_{A2}).

Для этого установите переключателем **S2** режим "укорочения", а переключателем **S1** частоту настройки антенного контура - f_{A1} (положение 1).

1.1. Установите конденсатор переменной емкости в положение $\mathbf{C_{max}}$. Изменяя частоту ГСС, настройте контур входной цепи в резонанс (частота настройки должна примерно соответствовать нижней границе исследуемого диапазона). Измерьте и занесите в таблицу $\mathbf{U_{вых\ max}}$ и соответствующую ему резонансную частоту. Измерьте полосу пропускания контура входной цепи ($\mathbf{П_{0,7} = f_в - f_н}$, где $f_в$ и $f_н$ - граничные частоты полосы пропускания, определяемые по уровню 0,7 от $\mathbf{U_{вых\ max}}$, измеренного на резонансной частоте).

Повторите данный опыт для $\mathbf{C_{min}}$ и $\mathbf{C_{ср}}$ (частота настройки для

$\mathbf{C_{min}}$ должна примерно соответствовать верхней границе исследуемого диапазона, а величина $\mathbf{C_{ср}}$ является промежуточной между $\mathbf{C_{max}}$ и $\mathbf{C_{min}}$).

1.2. Установите переключателем **S1** (положение 2) частоту настройки антенного контура - f_{A2}. Повторите п.1.1.

По результатам пп. 1.1 и 1.2 постройте для режима "укорочения" графики зависимостей $K_0 = U_{вых} / E_A = \varphi(f)$, рассчитайте и постройте зависимости $Q_э = \varphi(f)$.

2. Измерить избирательность входной цепи по зеркальному каналу в режиме "укорочения".

Для этого рассчитайте частоты зеркальных каналов для максимальной и минимальной частот исследуемого диапазона:

$f_{зк1} = f_{0\ max} + 2f_{пр}$, $f_{зк2} = f_{0\ min} + 2f_{пр}$, где $f_{пр}$ = 110 кГц.

2.1. Установите $\mathbf{U_{вых\ ГСС}} = E_{A0}$ = 1000 мкВ = 1мВ, а конденсатор переменной емкости - в положение $\mathbf{C_{min}}$. Изменяя частоту ГСС, настройте контур входной цепи в резонанс. Измерьте и запишите $\mathbf{U_{вых}}$. Не изменяя настройки входной цепи, перестройте ГСС на частоту $f_{зк1}$ и, увеличивая $\mathbf{U_{вых\ ГСС}}$, добейтесь прежнего значения $\mathbf{U_{вых}}$. Запишите полученное значение $\mathbf{U_{вых\ ГСС} = E_{Af}}$.

2.2. ***Выполняется по указанию преподавателя***.

Установите конденсатор переменной емкости в положение $\mathbf{C_{max}}$ и повторите опыт для $f_{зк2}$.

3. Измерить избирательность входной цепи по каналу прямого прохождения в режиме "укорочения".

Для этого с помощью конденсатора переменной емкости перестройте контур входной цепи на частоту, ближайшую к промежуточной частоте $f_{пр}$ = 465 кГц (для ДВ-диапазона это $f_{0\ max}$, для СВ-диапазона - $f_{0\ min}$). Изменяя частоту ГСС, настройте контур входной цепи в резонанс. Измерьте и запишите $\mathbf{U_{вых}}$. Не изменяя настройки входной цепи, перестройте ГСС на частоту $f_{пр}$ = 465 кГц и, увеличивая $\mathbf{U_{вых\ ГСС}}$, добейтесь прежнего значения $\mathbf{U_{вых}}$. Запишите полученное значение $\mathbf{U_{вых\ ГСС} = E_{Af}}$.

4. Используя данные, полученные в пп. 2, 3, рассчитать избирательность для всех дополнительных каналов приема по формуле

$$\mathbf{S = 20lg(E_{Af} / E_{A0})} \quad \text{(при } \mathbf{U_{вых}}\text{=const)},$$

где $\mathbf{E_{A0}}$ - напряжение ГСС на резонансной частоте контура, $\mathbf{E_{Af}}$ - напряжение ГСС при расстройке, соответствующей дополнительному каналу приема.

5. Повторить измерения по п.1 для двух режимов “удлинения” (переключатели **S1** и **S2** поставить в соответствующие положения).

Используя полученные результаты, постройте для режима

"удлинения" графики зависимостей $K_0 = U_{вых} / E_A = \varphi(f)$, рассчитайте и постройте зависимости $Q_э = \varphi(f)$.

6. Сделать выводы по полученным результатам.

2.2. Входная цепь с настроенной антенной

Исследуемая схема находится в правой верхней части макета. Коэффициенты включения ***m*** и ***n*** изменяются переключателем **S1**. Переключателем **S2** может быть включен один из трех режимов: "***k***", "***m***"или "***n***".

В режиме "***k***" измеряются параметры ненагруженного контура. От контура отключаются проводимости антенны и нагрузки (рис. 1.12, а).

В режиме "***m***" к контуру подключаются $\mathbf{r_A}$= 75 Ом, $\mathbf{R_{вх}}$=340 Ом ($\mathbf{g_A > g_{вх}}$). Коэффициент включения ***n*** = **1**, а коэффициент ***m*** изменяется от 0,1 до 1 с помощью переключателя **S1** (рис. 1.12, б).

В режиме "***n***" к контуру подключаются $\mathbf{r_A}$=200 Ом, $\mathbf{R_{вх}}$=80 Ом ($\mathbf{g_A < g_{вх}}$). Коэффициент включения ***m*** = **1**, а коэффициент ***n*** изменяется от 0,1 до 1 с помощью переключателя **S1** (рис. 1.12, в).

Ориентировочное значение частоты настройки контура входной цепи 1250 кГц.

При снятии зависимости $K_0 = \varphi_2(n)$ ***необходимо помнить***, что вносимая в контур емкость делительной головки милливольтметра при изменении коэффициента ***n*** тоже меняется. Это приводит к расстройке контура, поэтому его следует настраивать в резонанс после каждого переключения S1.

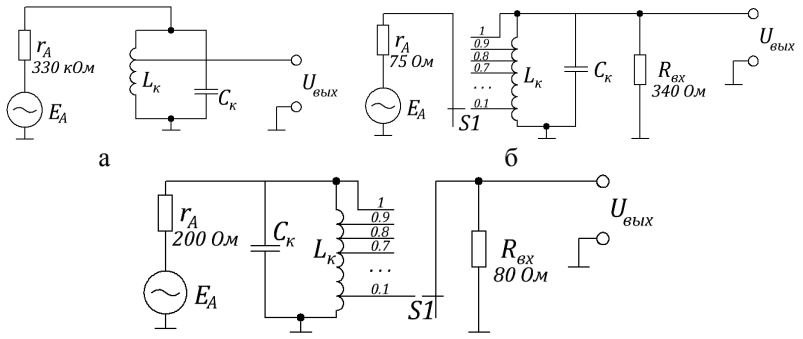


Рис. 1.12

Задание на исследование

1. Определить параметры ненагруженного контура входной цепи.

Для этого переключатель **S2** поставьте в положение "***k***", переключатель **S1** – в положение "**0,7**". На клеммы "Вход" подайте сигнал от ГСС с амплитудой 100 мВ, к выходу подключите милливольтметр В3-39. Настроив контур в резонанс, измерьте его частоту настройки f_0 и полосу пропускания $\Pi_{0,7}$. Рассчитайте добротность контура $Q_K = f_0 / \Pi_{0,7}$ и его проводимость $g = \omega_0 C_K / Q_K$. Емкость контура принять равной C_K = 200 пФ.

2. Исследовать зависимость резонансного коэффициента передачи входной цепи от коэффициента включения m.

Переключатель **S2** поставьте в положение "***m***". Снимите зависимость $K_0 = \varphi_1(m)$ и постройте ее график.

Полагая n = 1, рассчитайте m_{opt} и $K_{0\ max}$ по формулам (1.3) и (1.4). Результаты расчета сравните с экспериментом.

3. Исследовать зависимость резонансного коэффициента передачи входной цепи от коэффициента включения n.

Переключатель **S2** поставьте в положение "***n***". Снимите зависимость $K_0 = \varphi_2(n)$ и постройте ее график.

Полагая **m** = 1, рассчитайте n_{opt} и $K_{0\ max}$ по формулам (1.5) и (1.6). Результаты расчета сравните с экспериментом.

3. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

Основные

1. Назначение входных цепей. Классификация. Требования, предъявляемые к входным цепям.

2. Схемы входных цепей, работающих с ненастроенными антеннами.

3. Зависимость резонансного коэффициента передачи от частоты для различных схем входных цепей, работающих с ненастроенными антеннами.

4. Из каких соображений выбирается связь контура входной цепи с антенной?

5. Способы настройки контура входной цепи: с помощью конденсатора переменной емкости, переменной индуктивности или варикапа. Преимущества и недостатки каждого способа.

6. Что такое зеркальный канал? В каком диапазоне волн (ДВ,

СВ, КВ) сложнее обеспечить в супергетеродинном приемнике высокую избирательность по зеркальному каналу (при одинаковой добротности контуров)?

7. В каком диапазоне волн (ДВ, СВ, КВ) сложнее обеспечить избирательность супергетеродинного приемника по каналу прямого прохождения (при $f_{пр1}$ = 465 кГц, $f_{пр2}$ = 110 кГц)?

8. Особенности входных цепей, работающих от настроенных антенн.

9. Как резонансный коэффициент передачи входной цепи, работающей с настроенной антенной, зависит от коэффициента включения антенны в контур входной цепи?

10. Как от коэффициента включения зависит полоса пропускания входной цепи?

Дополнительные

1. Способы увеличения избирательности супергетеродинного приемника по побочным каналам приема (зеркальному и прямого прохождения).

2. Из каких соображений выбираются эквивалентная добротность и полоса пропускания контура входной цепи?

3. Как выполняются контуры входных цепей УКВ и СВЧ диапазонов?

4. Что такое линейные искажения? Чем объясняется их появление во входной цепи?

5. Как изменяется резонансный коэффициент передачи при перестройке входной цепи с индуктивной связью в случае удлиненной антенны? Перестройка контура осуществляется конденсатором переменной емкости.

6. Как изменяется резонансный коэффициент передачи при перестройке входной цепи в случае внутриемкостной связи с ненастроенной антенной? Перестройка контура осуществляется переменной индуктивностью.

7. Как изменяется резонансный коэффициент передачи при перестройке входной цепи при внешнеемкостной связи с ненастроенной антенной? Перестройка контура осуществляется конденсатором переменной емкости.

8. Как изменяется резонансный коэффициент передачи при перестройке входной цепи при внешнеемкостной связи с ненастроенной антенной? Перестройка контура осуществляется варикапом.

9. В каком диапазоне волн (ДВ, СВ, КВ) входная цепь оказывает заметное влияние на избирательность по соседнему каналу?

Библиографический список

1. Радиоприемные устройства: учебник для вузов / под ред. Н.Н. Фомина. М.: Радио и связь, 2004.

2. Радиоприемные устройства / под ред. В.И. Сифорова. М.: Сов. радио, 1974.

3. Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства. М.: Радио и связь, 1986.

4. Перцов С.В., Щуцкой К.А. Входные цепи радиоприемников. М.: Энергия, 1973.

5. Радиоприемные устройства: учебник / под ред. А.Г. Зюко. М.: Связь, 1975.

6. Головин О.В. Радиоприемные устройства. М.: Телеком, 2002.

7. Радиоприемные устройства / под ред. А.П. Жуковского. М.: Высш. школа, 1989.

Лабораторная работа № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ РАДИОЧАСТОТЫ

Цель работы: исследование влияния на свойства резонансного усилителя режима работы усилительного прибора по постоянному току и величины связи колебательного контура с нагрузкой.

ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНЫХ МАКЕТОВ

1. Исследуемые резонансные усилители смонтированы в нижней части макетов «Преселектор». На каждом макете имеется один усилитель, выполненный по одному из следующих вариантов:

- на биполярном транзисторе КТ3I2В по схеме с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 2.1);
- на полевом транзисторе КП 303В по схеме с общим истоком (ОИ) (рис. 2.2);
- на базе интегральной микросхемы К175УВ4 (или К175УВ2) по каскодной схеме «общий коллектор - общая база» (ОК - ОБ) (рис. 2.3);

- на базе интегральной микросхемы К175УВ4 (или К175УВ2) по каскодной схеме «общий эмиттер - общая база» (ОЭ - ОБ) (рис. 2.4).

2. Задание на исследование и методика измерений являются общими для всех макетов.

3. Принципиальные схемы исследуемых усилителей показаны на рис. 2.1- 2.4.

В упрощенном виде они нанесены на лицевые панели лабораторных макетов. Режим работы усилителя по постоянному току регулируется напряжением $U_р$, снимаемым с переменного резистора $R_р$. Напряжение $U_р$ измеряется на клеммах Г2 -" $U_р$ ".

Переключатель S1 служит для изменения коэффициента включения эквивалента нагрузки усилителя в контур.

В качестве эквивалента нагрузки служит цепочка из параллельно соединенной емкости $C_н$ и резистора $R_н$, имитирующих реактивную и активную составляющие входного сопротивления последующего каскада. Переключатель S2 предназначен для изменения активной составляющей проводимости нагрузки.

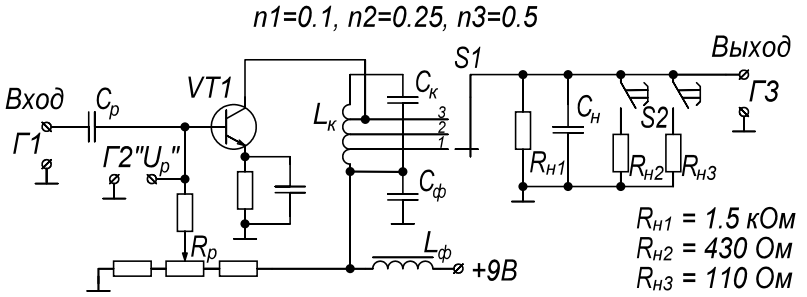


Рис. 2.1

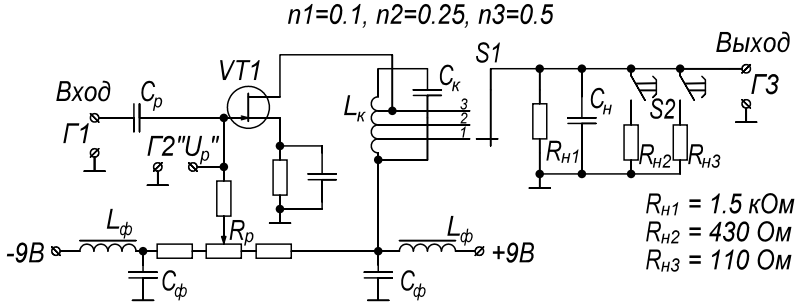


Рис. 2.2

1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Усиление УРЧ

1. Независимо от типа и схемы включения усилительного прибора (УП) резонансный усилитель может быть представлен эквивалентной схемой, показанной на рис. 2.5. УП заменен генератором тока с составляющими внутренней проводимости $g_{вых}$, $C_{вых}$, равными составляющим выходной проводимости транзистора. На рис. 2.5 символом **S** обозначен модуль крутизны усилительного прибора на рабочей частоте. Внутренней обратной связью в транзисторе пренебрегаем.

Генератор тока и нагрузка $g_н$, $C_н$ подключаются к колебательному контуру усилителя соответственно с коэффициентами включения:

$$m = U_1/U_k \le 1, \qquad n = U_2/U_k \le 1.$$

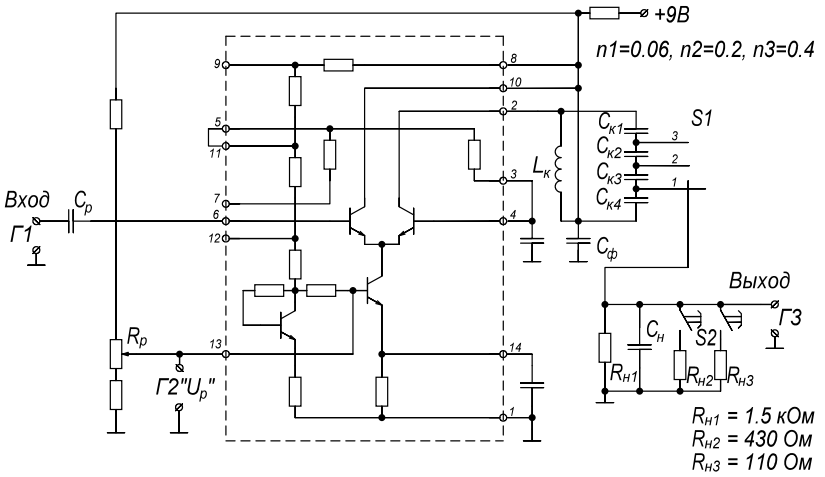


Рис. 2.3

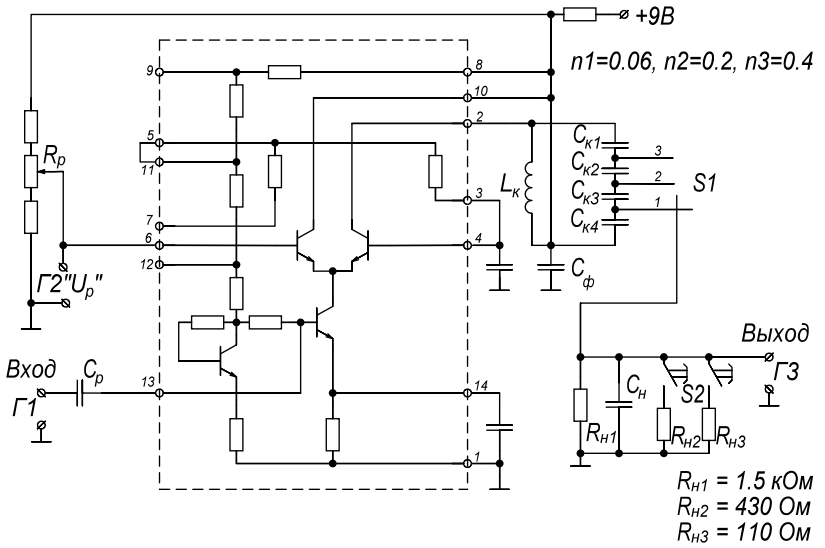


Рис. 2.4

Колебательный контур на схеме показан в виде параллельного соединения идеального контура (без потерь) $L_к$, $C_к$ и эквивалентной проводимости собственных потерь g_0.

Связь генератора или нагрузки с контуром может быть и не автотрансформаторной. Однако это не меняет сути дальнейших рассуждений. Изменяется лишь физический смысл коэффициентов m и n

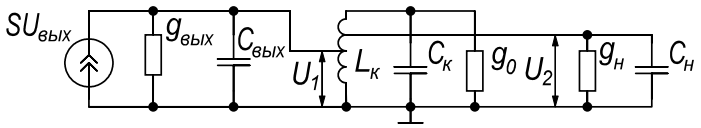


Рис. 2.5

.

Анализ этой схемы позволяет получить следующие выражения для коэффициента усиления на резонансной частоте K_0 и добротности контура $Q_э$ [1]:

$$K_0 = \frac{mnS}{g_0 + m^2 g_{вых} + n^2 g_н} = \frac{mnS}{g_э}, \qquad Q_э = \frac{1}{\rho g_э}, \tag{2.1}$$

где ρ - характеристическое сопротивление контура.

При этом не имеют значения тип и способ включения усилительного прибора или вид каскодного соединения транзисторов. Коэффициент усиления зависит лишь от величин:

- S и $g_{вых}$ - крутизны и выходной проводимости УП на рабочей частоте при данном режиме работы по постоянному току и данной схеме включения;
- $g_о$ - собственной проводимости потерь в контуре;
- $g_н$ - активной составляющей проводимости нагрузки;
- m, n - коэффициентов включения.

Изменения режима питания усилительного прибора вызывают изменение S и $g_{вых}$, что влечет изменение K_0 и $Q_э$.

Увеличение коэффициентов m и n однозначно приводит к возрастанию эквивалентной проводимости потерь нагруженного контура $g_э$ (за счет вносимых проводимостей $n^2g_н$ и $m^2g_{вых}$) и тем самым – к снижению добротности $Q_э$.

Наличие вносимых в контур реактивных проводимостей со стороны УП и нагрузки вызывает смещение резонансной частоты контура f_0. В этой связи при увеличении коэффициентов m и n происходит понижение значения резонансной частоты контура. Изменяется и полоса пропускания контура

$$П_{0.7} = f_0 \rho g_э , \qquad (2.2)$$

причем знак изменения полосы определяется тем, уменьшение какой из величин f_0 или $Q_э$ преобладает, что, в свою очередь, зависит от соотношения активной и реактивной составляющих в общей вносимой проводимости, от их веса в общей проводимости нагруженного контура.

Наличие коэффициентов m и n в числителе и знаменателе (2.1) говорит о том, что направление изменения K_0 при росте m и n неоднозначно. При больших значениях проводимостей $g_н$ и $g_{вых}$ увеличение вносимых проводимостей $n^2g_н$ и $m^2g_{вых}$ с превышением коэффициентами m и n некоторого оптимального значения приводит к тому, что усиление каскада начинает снижаться.

2. Рассмотрим случай, когда выбирается и фиксируется один из коэффициентов включения и определяется оптимальное значение второго, при котором усиление каскада становится максимальным. Решение задачи достигается исследованием (2.1) на максимум по одному из аргументов m или n.

При фиксированном n получим $m_{опт} = \sqrt{\frac{g_0 + n^2 g_н}{g_{вых}}}$; (2.3)

$$K_0(m_{опт}) = \frac{Sn}{2\sqrt{g_{вых}\left(g_0 + n^2 g_н\right)}} . \quad (2.4)$$

При фиксированном m имеем $n_{опт} = \sqrt{\frac{g_0 + m^2 g_{вых}}{g_н}}$; (2.5)

$$K_0(n_{опт}) = \frac{Sm}{2\sqrt{g_н\left(g_0 + n^2 g_{вых}\right)}} . \quad (2.6)$$

Из (2.5) и (2.6) видно, что увеличение $g_н$ приводит к уменьшению $n_{опт}$ и снижению достигаемого при этом $K_o(n_{оп})$. Аналогичный вывод можно сделать и для проводимости $g_{вых}$.

При заданных значениях $g_{вых}$ и $g_н$ возможны два случая получения наибольшего усиления: выбором $n_{опт}$ при m = 1 или $m_{опт}$ при n = 1. В [1] показано, что максимальный коэффициент усиления $K_{0МАКС}$ достигается при m = 1, если $g_{вых} < g_н$, и при n = 1, если $g_{вых} > g_н$. В любом случае достижение $K_{0\ макс}$ происходит за счет сильной связи контура с УП и нагрузкой. При этом сильно падает добротность $Q_э$, особенно когда нагрузкой является входное сопротивление биполярного транзистора следующего каскада (для схемы с ОЭ около 150 - 300 Ом). При этом полоса пропускания усилителя значительно расширяется.

3. В большинстве случаев полоса пропускания усилителя бывает заданной. Это равносильно тому, что задано эквивалентное затухание контура. Возникает задача нахождения оптимальных значений $n_{опт}$ и $n_{опт}$, обеспечивающих максимум K_o при заданном значении эквивалентного затухания $d_{э\ зад}$ [2] . Решение задачи сводится к нахождению условного максимума выражения

$$K_0 = \frac{m\,n\,S}{g_0 + m^2 g_{вых} + n^2 g_н} \cdot \frac{\rho}{\rho} \quad (2.7)$$

при условии заданного $d_э$: $d_{э\ зад} = \frac{1}{Q_{э\ зад}} = \rho\, g_0 + \rho\, g_{вых} m^2 + \rho\, g_н n^2$.

В результате решения получим $m'_{опт} = \sqrt{\frac{d_{э\,зад} - d_0}{2\rho g_{вых}}}$; (2.8)

$$n'_{опт} = \sqrt{\frac{d_{э\,зад} - d_0}{2\rho g_н}}, \quad (2.9)$$

где $d_0 = \rho g_0$. Получаемый при этом коэффициент усиления определяется выражением $K_{0\,макс}\left(d_{э\,зад}\right) = \frac{1}{2}\frac{S}{\sqrt{g_{вых} g_н}} \cdot \frac{d_{э\,зад} - d_0}{d_{э\,зад}}$. (2.10)

Совместное рассмотрение (2.8) и (2.9) показывает, что максимум $K_0(d_{э\,зад})$ получается при равенстве вносимых проводимостей $n^2 g_н = m^2 g_{вых}$.

Устойчивость работы УРЧ

В реальных УРЧ, особенно в резонансных, возможно проявление существенной положительной обратной связи (ПОС). Она вызывается прохождением сигнала с выхода на вход усилителя и может приводить к значительному изменению коэффициента усиления, полосы пропускания, искажению АЧХ, к высокой нестабильности названных параметров при изменении режима питания, температуры и других факторов и даже к самовозбуждению.

Положительная обратная связь может возникать через цепь питания, через паразитные емкости и индуктивные связи между входными и выходными элементами схемы, а также через внутреннюю проводимость усилительного прибора. Первые две причины ПОС устраняются рациональным монтажом и конструкцией усилителя, экранировкой входных и выходных цепей при необходимости. Внутренняя ПОС уменьшается выбором достаточно высокочастотных усилительных приборов и схемотехническими решениями (специальные схемы включения, создание дополнительных отрицательных обратных связей и др.).

Для количественной оценки действия ПОС используют коэффициент запаса устойчивости $k_{з\,уст}$. Его величина связана с относительным изменением полосы пропускания и усиления каскада

$$k_{з\,уст} = \frac{П_{пос}}{П_{0,7}} = \frac{K_0}{K_{0\,пос}}, \quad (2.11)$$

где $П_{0,7}$, K_0 и $П_{пос}$, $K_{0\,пос}$ – полоса пропускания и коэффициент усиления УРЧ без обратной связи и при действии ПОС.

Коэффициент усиления УРЧ должен быть не более допустимого расчетного значения, соответствующего необходимому запасу ус-

тойчивости (меры стабильности и искажения АЧХ). Он определяется как

$$K_{0\,доп} = \sqrt{2\left(1 - k_{з\,уст}\right)\frac{S}{\omega_0 C_{прох}}}\,, \qquad (2.12)$$

где S – крутизна; $C_{прох}$ – проходная емкость усилительного прибора.

Величину $k_{з\ уст}$ выбирают на основе компромисса между допустимым усилением и опасностью нестабильности и самовозбуждения. Хотя $k_{з\ уст}$ лежит в пределах $0 \le k_{з\ уст} \le 1$, на практике задаются величины $k_{з\ уст} = 0{,}7\ldots0{,}85$. Это ограничивает меру влияния ПОС на параметры усилителя в пределах 30…15 %, а фактическую нестабильность их, что более опасно, в несколько меньшей степени.

Детально вопросы устойчивости рассмотрены в учебниках [1-5].

Искажения сигналов в УРЧ и выбор режима работы по постоянному току

При приеме сильных сигналов в УРЧ может проявляться нелинейность вольт-амперных характеристик усилительных приборов. Она действует в окрестности рабочей точки в той области, которая соответствует размаху мгновенных значений сигнала. Нелинейные явления в УРЧ можно оценивать по колебательной характеристике усилительного прибора (рис. 2.6):

$$I_{m\omega} = SU_{mc} + \frac{S''}{8}U_{mc}^2 + \frac{S''}{4}U_{mc}U_{mп}^2\,, \qquad (2.13)$$

где S – крутизна проходной характеристики в рабочей точке в динамическом режиме, S″ – вторая производная крутизны, U_{mc} – амплитуда входного сигнала, $U_{mп}$ – амплитуда помехи на входе УРЧ.

В общем случае эта характеристика при достаточно больших сигналах (больше 5 мВ для биполярных транзисторов) нелинейна, то есть амплитуда выходного тока $I_{m\omega}$ и выходного напряжения $U_{вых} = I_{m\omega} R_{нэ}$ на выходе каскада не пропорциональна току и напряжению на его входе. Это свидетельствует о появлении в УРЧ нелинейных искажений и при наличии помех о возможности таких нелинейных эффектов, как блокирование, перекрестная модуляция, интермодуляция [4, 5].

Форма колебательной и, следовательно, амплитудной характеристики зависит от величины и знака S″. При S″ = 0 имеет место прямая пропорциональность между уровнями выходного и входного сигналов: $U_{вых} = S\,U_{mc}\,R_{нэ}$.

Это говорит об отсутствии нелинейных явлений, причем любых при линейной проходной характеристике и некоторых (гармонических, перекрестной модуляции) при квадратичной по форме проход-

ной характеристике, когда также $S'' = 0$.

Часто нелинейность амплитудной характеристики (рис. 2.7) оценивают уровнем сигнала на входе $U_{вх\ макс}$, при котором выходной сигнал уменьшается (или увеличивается) на 1 дБ (это 12 % по току или напряжению) относительно значения, соответствующего линейной характеристике. Обычно отмечают сжатие или компрессию выходного сигнала. Их оценивают коэффициентом сжатия :

$$k_{сж} = \frac{\Delta I_{m\omega}}{I_{m\omega}} = \frac{1}{8} \cdot \frac{S''}{S} U_{mc}^2 , \qquad (2.14)$$

который быстро возрастает с повышением амплитуды сигнала. Ориентировочно при малых токах для БТ $k_{сж} = 10$ % при $U_{mc} \approx 23$ мВ.

Действие помехи на относительный уровень выходного сигнала можно оценить коэффициентом блокирования (при $S'' < 0$) или антиблокирования (при $S'' > 0$) :

$$k_{бл} = \frac{\Delta I_{m\omega}}{I_{m\omega}} = \frac{1}{4} \cdot \frac{S''}{S} U_{mп}^2 . \qquad (2.15)$$

При этом помеха уменьшает или увеличивает среднюю крутизну усилительного прибора. Интермодуляционные искажения в БТ могут составить 1 % при $U_{mп} = 5$ мВ.

Для правильного выбора рабочей точки в усилительном приборе следует учитывать особенности проходных характеристик, требования к каскаду, размах напряжения рабочих сигналов и то, что часто стремятся работать с малым уровнем нелинейных явлений.

Удобно рассматривать четыре варианта выбора рабочей точки (РТ) на проходной характеристике транзистора, каждый из которых имеет свои свойства, достоинства и недостатки. На рис. 2.8, а показана условная проходная характеристика, близкая к характеристикам полевых транзисторов. Похожие участки характеристики имеются у ламп и у биполярных транзисторов, отличия носят количественный характер.

Если в УРЧ нет необходимости регулировать усиление изменением рабочей точки и если максимальный размах входного сигнала не выходит за пределы линейной области, то лучшим выбором будет рабочая точка 1 (рис. 2.8, а). Здесь максимальная крутизна и минимальны все виды нелинейных искажений.

Когда в УРЧ надо уменьшать усиление путем снижения тока, то при слабых сигналах можно выбирать рабочую точку 2. При этом будет высокая крутизна, однако УРЧ в максимальной степени чувствителен к интермодуляционным помехам, блокированию, перекрестной модуляции.

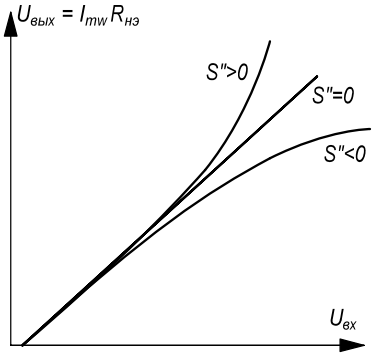


Рис. 2.6

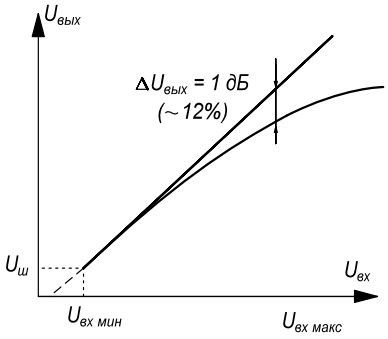


Рис. 2.7

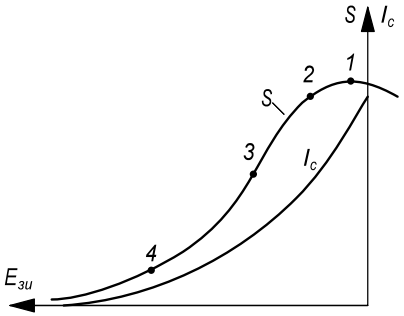


Рис. 2.8, а

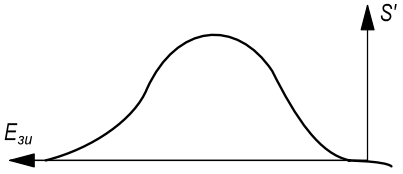


Рис. 2.8, б

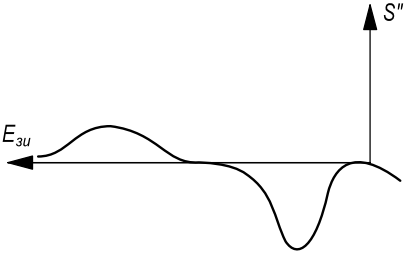


Рис. 2.8, в

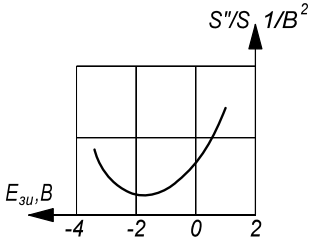


Рис. 2.9

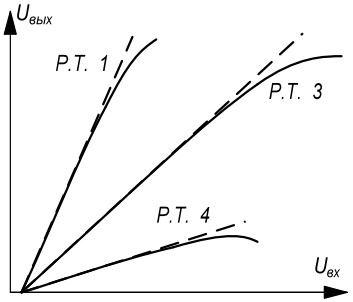


Рис. 2.10

Если УРЧ работает в условиях с большими уровнями помех, лучше выбирать рабочую точку вблизи варианта 3. Хотя в усилении здесь придется потерять, $S'' \approx 0$ в наиболее широкой области характеристики и действие помех будет минимизировано (рис. 2.8, в). Поскольку $S' \neq 0$ (рис. 2.8, б), проходная характеристика нелинейна. Это может привести к нелинейному взаимодействию сигнала с помехами, например к вторичной модуляции низкочастотной помехой.

Рабочая точка 4 позволяет иметь наиболее экономичный режим по питанию, но делает УРЧ способным работать без нелинейных искажений при очень малых уровнях сигналов и помех, с малым динамическим диапазоном. На рис. 2.9 показана зависимость S''/S, определяющая уровень искажений, от смещения на затворе для полевого транзистора 2П303Е.

Динамическим диапазоном называется отношение максимального допустимого уровня сигналов к минимальному. Обычно его выражают в децибелах как $D = 20 \lg U_{вх\ макс} / U_{вх\ мин}$.

Динамический диапазон «сверху» ограничивается приемлемым уровнем нелинейных искажений, а «снизу» - уровнем шумов, собственных и приходящих из антенны. Обычно стремятся к расширению динамического диапазона УРЧ.

В зависимости от положения рабочей точки на проходной характеристике меняются крутизна (следовательно, усиление транзистора) и максимальный допустимый уровень сигнала. На рис. 2.10 показаны возможные виды амплитудной характеристики каскада УРЧ.

Регулировка усиления УРЧ

Регулировка усиления в транзисторных усилителях выполняется различными методами: изменением режима питания (ток, напряжение), изменением ООС в каскаде, шунтированием нагрузки изменяющимся сопротивлением. Подробно о регулировке усиления следует смотреть в [4, 5, 7].

В лабораторной работе исследуется влияние управляющего напряжения на коэффициент усиления за счет изменения крутизны S. Наиболее важной характеристикой регулируемого каскада является зависимость коэффициента усиления от управляющего сигнала $K_0 = \varphi(U_р)$; она называется регулировочной характеристикой.

При оценке регулировочных свойств каскада учитывают следующие основные требования: пределы изменения усиления, уровни управляющих сигналов, максимальные уровни входных сигналов, регулируемых при допустимых нелинейных искажениях, изменение

внешних сопротивлений активного прибора, которое может привести к расстройке избирательных цепей на входе и выходе каскада.

Регулировка усиления в микросхемах на БТ часто связана с изменением тока $I_э$ в транзисторе усилителя. При этом, следовательно, меняются крутизна и усиление каскада. Свойства регулировки усиления в микросхемах описаны в [7].

2. ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКАЯ ЧАСТЬ

Исследуемый макет располагается в нижней части сменного блока (запишите его номер).

1. Убедиться в работоспособности усилителя. Коэффициент усиления нормально работающего усилителя должен быть от 3 до 100, в зависимости от частоты, типа активного прибора, схемы его включения.

Для проверки усилителя поставить переключатель S1, определяющий коэффициент включения эквивалента нагрузки в контур, в положение 3, установить потенциометр "$R_р$", определяющий смещение, то есть режим работы УП, примерно в среднее положение, а также установить сопротивление нагрузки $R_{н1}$ (оба переключателя S2 в отжатом состоянии).

Подать с выхода ГСС на гнездо макета “Вход Г1” – 10 мВ (для обеспечения нормальной работы частотомера необходимо установить лимбом плавной регулировки $U_{вых}$ = 100 мкВ, а множитель – в положение «х100», что будет соответствовать $U_{вых\ ГСС}$ = 10000 мкВ = 10 мВ). К гнездам макета “Выход Г3” подключить милливольтметр В3-39.

Внимание! Здесь и далее следует помнить и учитывать, что милливольтметр В3-39 подключается к макету через делитель 1:10, поэтому для получения истинных значений необходимо измеренные величины умножать на 10.

С выхода ГСС 0.1-1V подать напряжение на частотомер. К гнезду макета “Г2 $U_р$” подключить вольтметр постоянного тока (В7-20, В7-26, ВК7-9 или М830В).

Установить выходную частоту ГСС в пределах 1000…1400 кГц, плавно изменяя её, настроить усилитель в резонанс. Потенциометром "$R_р$" подобрать смещение на УП, при котором усиление будет максимальным (по максимуму выходного сигнала). Подстроив точно частоту входного сигнала, измерить ее значение $f_о$ и резонансный коэффициент усиления K_0.

2. Исследовать влияние режима усилительного прибора на величину резонансного коэффициента усиления K_0

($K_0=U_{ВЫХ}(f_0)/U_{ВХ}(f_0)$).

Для этого снять зависимость $K_0 = \varphi(U_р)$. Построив характеристику, определить значение $U_{р\ макс}$, соответствующее максимальному усилению $K_{о\ макс}$, а также $U_{р\ мин}$, при котором $K_{0\ мин} = K_{0\ макс}/10$, и среднее значение $U_{р\ ср}$, при котором $K_{о\ ср} = K_{0\ макс}/3$. Оценить также максимальные пределы возможного изменения коэффициента усиления регулировкой "$R_р$".

3. Снять амплитудные характеристики $U_{вых} = \varphi(U_{вх})$ при трех выбранных в п. 2 значениях $U_р$. Действующие значения входного сигнала изменять в интервале от 10 мВ до 100 мВ для биполярного транзистора и микросхемы с шагом 10 мВ, от 30 мВ до 300 мВ для полевого транзистора с шагом 30 мВ.

Построив амплитудные характеристики, определить для каждого из трех значений $U_{р\ макс}$, $U_{р\ мин}$, $U_{р\ ср}$:

а) коэффициент усиления на линейном участке каждой характеристики;

б) максимальную допустимую амплитуду $U_{вх}$ (определяется верхней границей участка амплитудной характеристики, где уровень выходного сигнала снижается на 10 % от максимального, соответствующего линейной аппроксимации характеристики).

4. Снять и построить семейства зависимости основных параметров усилителя от коэффициента включения нагрузки в контур n_i (для трех его значений n_1, n_2 и n_3) при сопротивлении нагрузки усилителя $R_{Н1}$ (оба переключателя S2 в отжатом состоянии):

а) резонансного коэффициента усиления $K_0(n_i)$;

б) резонансной частоты $f_0(n_i)$;

в) полосы пропускания $П_{0.7}(n_i)$;

г) избирательности по зеркальному каналу $S_{зерк}(n_i)$.

Значения коэффициентов включения в контур n_i указаны на принципиальных схемах макетов (рис. 2.1-2.4).

Перед проведением измерений установить потенциометр "$R_р$" в положение, соответствующее максимальному усилению $K_{0\ макс}$ (значение $U_р$ равно $U_{р\ макс}$, определенному в п. 2).

При измерении избирательности рекомендуется установить выходное напряжение ГСС равным максимальной допустимой амплитуде $U_{вх}$, определенной в п. 3, б для $U_{р\ макс}$.

Избирательность определяется как $S_{зерк} = 20\lg\dfrac{K_0}{K(f_{зерк})}$,

где $f_{зерк} = f_0(n_i)+2F_{пр}$, значение промежуточной частоты $F_{пр}$ = 465 кГц.

5. Повторить измерения по п. 4, установив значения сопротив-

лений нагрузок $R_{н2}$ и $R_{нз}$ (соответственно нажатием клавиш 1 и 2 переключателя S2*)*.

6. Сопоставить полученные результаты эксперимента с предполагаемыми параметрами и характеристиками исследуемого каскада, сделать выводы. Представить преподавателю для проверки графики полученных зависимостей.

3. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

Основные

1. Какие функции выполняет усилитель радиосигналов в составе радиоприемника? Какие параметры характеризуют качественные показатели усилителя радиосигналов?

2. Приведите схемы резонансных усилителей на БТ (с ОЭ, с ОБ), на ПТ (с ОИ, с ОЗ) и объясните назначение элементов схем. Каковы отличительные особенности таких усилителей?

3. Как режим работы усилительного прибора по постоянному току влияет на величины входного сопротивления усилителя, крутизну транзисторов, линейность проходной характеристики?

4. Как зависит коэффициент усиления резонансного усилителя от величины связи колебательного контура с усилительным прибором и нагрузкой? Оптимальные коэффициенты включения.

5. Как зависят избирательные свойства резонансного усилителя от величин связи контура с выходным электродом транзистора и нагрузкой?

6. Что такое коэффициент запаса устойчивости? От чего зависит допустимый устойчивый коэффициент усиления? Каковы пути его повышения?

7. Каковы причины линейных искажений в резонансном усилителе? Меры, уменьшающие линейные искажения.

8. Каковы причины нелинейных искажений в резонансном усилителе? Меры, уменьшающие нелинейные искажения.

Дополнительные

1. Каковы причины наличия положительной обратной связи в усилителе, искажения АЧХ и нестабильности характеристик усилителей?

2. Схемные и конструктивные меры, повышающие устойчивость резонансного усилителя.

3. Как измеряется избирательность по зеркальному каналу?

4. Каскодные схемы включения транзисторов. Как влияют они на свойства усилителей?

5. Как можно регулировать усиление в УРЧ?

6. Перекрестная модуляция. Сущность и причины возникновения.

7. Вторичная модуляция. Сущность и причины возникновения.

8. Интермодуляция. Сущность и причины возникновения.

Библиографический список

1. Проектирование радиоприемных устройств / под ред.А.П. Сиверса : учеб. пособие для вузов. М.: Сов. радио, 1976. С.214 - 232.

2. Палшков В.Б. Радиоприемные устройства: учеб. пособие. М.: Радио и связь, 1984.

3. Радиоприемные устройства: учебник / под ред. А.Г.Зюко. М.: Связь, 1975.

4. Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства. М.: Радио и связь, 1986.

5. Радиоприемные устройства: учебник для вузов / под ред. Н.Н.Фомина. М.: Радио и связь, 1996, 2004.

6. Радиоприемные устройства / под ред. А.П. Жуковского. М.: Высш. школа., 1989.

7. Салтыков Е.Н. Линейные интегральные микросхемы с регулируемым усилением: методические указания к курсовому и дипломному проектированию. Рязань: РРТИ, 1989.

8. Румянцев К.Е. Приём и обработка сигналов: учеб. пособие для вузов. М.: Академия, 2004.

9. Головин О.В. Радиоприёмные устройства. М.: Высш. школа.,1987.

10. Колосовский Е.А. Устройства приёма и обработки сигналов. М.: Горячая линия – Телеком, 2007.

Лабораторная работа № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Цель работы: экспериментальное исследование основных свойств и характеристик преобразователей частоты на полевых транзисторах и интегральных микросхемах и сопоставление полученных результатов с теоретическими предпосылками.

ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНЫХ МАКЕТОВ

Все работы выполняются фронтально на специальных лабораторных макетах. Каждый макет состоит из трех частей: в верхней части макета собрана классическая схема преобразователя частоты на полевом однозатворном или двухзатворном транзисторе; в нижней части макета – одна из сложных схем преобразователей частоты на интегральной микросхеме; между ними расположен гетеродин.

Варианты схем исследуемых преобразователей частоты и эквивалентное сопротивление контура в каждом макете указаны в таблице.

№ макета	Схема преобразователя		$R_э$, кОм
	Верхняя часть макета	Нижняя часть макета	
1	Однозатворный (КП303 или КП305)	Двойной балансный на микросхеме К140МА1	4
2	Однозатворный (КП303 или КП305)	Двойной балансный на микросхеме К140МА1	48
3	Двухзатворный (КП306 или КП350)	Балансный на дифференциальном каскаде	20
4	Двухзатворный (КП306 или КП350)	Балансный на дифференциальном каскаде	10
5	Двухзатворный (КП306 или КП350)	Двойной балансный на микросхеме К140МА1	4
6	Однозатворный (КП303 или КП305)	Балансный на дифференциальном каскаде	2,5
7	Двухзатворный (КП306 или КП350)	Простой на дифференциальном каскаде	15
8	Однозатворный (КП303 или КП305)	Простой на дифференциальном каскаде	2
9	Двухзатворный (КП306 или КП350)	Двойной балансный на микросхеме К140МА1	2,5
10	Однозатворный (КП303 или КП305)	Балансный на дифференциальном каскаде	2,5
11	Однозатворный (КП303 или КП305)	Простой на дифференциальном каскаде	4
12	Двухзатворный (КП306 или КП350)	Простой на дифференциальном каскаде	2,6

1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

В супергетеродинном приемнике основное усиление и избирательность производятся на фиксированной (промежуточной) частоте $f_{пр}$, что позволяет в диапазонных приемниках обеспечить постоянство чувствительности, избирательности и других характеристик в пределах широкого диапазона принимаемых частот.

Преобразование частоты сигнала в промежуточную осуществляется в преобразователе частоты, характеристики которого зависят от используемого активного элемента, режима его работы по постоянному току и амплитуды гетеродинного напряжения.

Преобразователь частоты состоит из смесителя и гетеродина, напряжение которого периодически изменяет параметры смесителя.

Нагрузкой преобразователя частоты служит избирательный элемент (контур или фильтр), который настраивается на частоту полезного эффекта преобразования (промежуточную частоту) : $f_{пр} = f_г \pm f_c$ – простое преобразование или $f_{пр} = n\, f_г \pm f_c$ – при преобразовании на гармонике гетеродина.

В качестве активного элемента смесителя могут быть использованы электронные лампы, транзисторы или диоды.

Преобразование частоты – это процесс перемножения двух напряжений – принимаемого сигнала и гетеродина. Такое перемножение можно осуществить с помощью преобразователей частоты на нелинейном (аддитивные) или параметрическом элементе (мультипликативные).

При аддитивном преобразовании частоты принципиально необходимо иметь нелинейный элемент. Если вольт-амперная характеристика этого элемента представлена, например, полиномом $i = I_0 + Au + Bu^2 + Cu^3 + \ldots$, на который подаются напряжения сигнала и гетеродина

$$u = U_{mc} \cos(\omega_c t + \varphi_c) + U_{mг} \cos \omega_г t ,$$

то в составе выходного тока нелинейного элемента образуются комбинационные частоты вида

$$\omega_к = |\pm n\omega_c \pm n\omega_г| . \qquad (3.1)$$

При преобразовании частоты на параметрическом элементе сигнал подается на линейный элемент с характеристикой вида $i = I_0 + AU_c$, параметр A которого изменяется под действием гетеродинного напряжения

$$A = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_г \cos n\omega_г t .$$

При этом в составе выходного тока активного элемента появляют-

ся комбинационные частоты вида

$$\omega_к = |\pm \omega_с \pm n\omega_г|. \qquad (3.2)$$

Сравнивая между собой (3.1) и (3.2), видим, что число комбинационных частот меньше при преобразовании частоты на параметрическом элементе, чем при преобразовании на нелинейном элементе.

1.1. Преобразователи частоты на нелинейном элементе

В таких преобразователях частоты к нелинейному элементу подводятся напряжения с частотой сигнала $f_с$ и гетеродина $f_г$, а в избирательной нагрузке выделяется напряжение промежуточной частоты $f_{пр}$.

Важнейшим показателем преобразователя частоты является его коэффициент передачи (коэффициент преобразования), величина которого зависит от крутизны активного элемента в режиме преобразования $S_{пр}$ и сопротивления нагрузки $R_{нагр}$: $K_{пр} = S_{пр} R_{нагр}$.

Что такое крутизна преобразования?

В теории преобразования частоты показано, что если к нелинейному элементу приложены напряжение сигнала $U_c = U_{mc}\, cos(\omega_c t + \varphi_c)$, напряжение гетеродина $U_г = U_{mг}\, cos\omega_г t$ и $U_{mc} << U_{mг}$, то крутизна нелинейного элемента практически меняется лишь под действием гетеродинного напряжения, а выходной ток содержит три составляющие:

$$i = S_0 U_{mc} \cos\omega_c t + \frac{1}{2} S_{m1} U_{mc} \cos(\omega_c + \omega_г)t + \frac{1}{2} S_{m1} U_{mc} \cos(\omega_c - \omega_г)t .$$

Третье слагаемое представляет собой ток разностной или промежуточной частоты. Его амплитуда равна $I_{m1} = 0{,}5 S_{m1} U_{mc}$, где величина $0{,}5S_{m1}$ называется крутизной преобразования $S_{пр}$.

Крутизна преобразования зависит от амплитуды гетеродинного напряжения, наклона статической характеристики крутизны $S(u)$ и выбранного режима работы смесителя. Различают *два режима работы смесителя: с отсечкой и без отсечки крутизны*.

Пусть проходная вольт-амперная характеристика смесителя представлена полиномом второй степени – параболой (рис. 3.1, а):

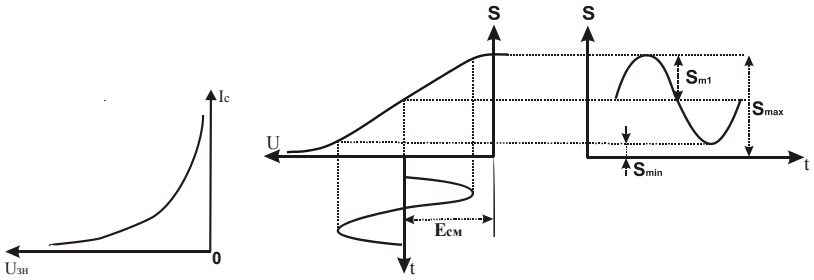
$$i = I_0 + Au + Bu^2 .$$

В этом случае крутизна вольт-амперной характеристики имеет линейную зависимость от управляющего напряжения (рис. 3.1, б) :

$$S = \frac{di}{du} = A + 2Bu .$$

В режиме без отсечки напряжение смещения $E_{см}$ выбирается в середине линейного участка характеристики крутизны $S(u)$, а амплитуда гетеродинного напряжения должна быть такой, чтобы она не выходила за пределы линейного участка (рис. 3.1, б).

При этом крутизна меняется под действием гетеродинного напряжения по закону $S(t) = S_0 + S_{m1}\cos\omega_г t$, а крутизна преобразования равна $S_{пр} = 0{,}5\, S_{m1} = 0{,}25\,(S_{max} - S_{min})$, что отображено на рис. 3.1, в.



а б в

Рис. 3.1

Очевидно, что крутизна преобразования максимальная, если смещение $E_{см}$ и амплитуда напряжения гетеродина $U_{mг}$ выбраны так, что $S_{min} = 0$, а S_{max} имеет максимально возможное значение. Тогда $S_{пр} = 0{,}25\, S_{max}$.

На практике зависимость статической крутизны от управляющего напряжения не является линейной, как предполагалось выше, и изменение крутизны во времени происходит не по синусоидальному закону. При точных расчетах для определения $S_{пр}$ следует вычислить амплитуду первой гармоники крутизны по разложению S(t) в ряд Фурье.

Используется и другой *режим работы смесителя – с отсечкой*, который реализуется в том случае, когда напряжение гетеродина $U_{mг}$ и смещение $E_{см}$ выбраны так, что закон изменения крутизны во времени S(t) резко несинусоидален и представляет собой импульсы с углом отсечки θ (рис. 3.2). Угол отсечки θ зависит от напряжения отсечки $E_{отс}$, смещения $E_{см}$ и амплитуды гетеродина $U_{mг}$: $\cos\theta = (E_{отс} - -E_{см})/U_{mг}$.

Для случая, когда статическая характеристика линейно зависит от управляющего напряжения (рис. 3.2), определить первую гармонику крутизны S_{m1} и, следовательно, крутизну преобразователя $S_{пр}$ можно, используя коэффициент Берга.

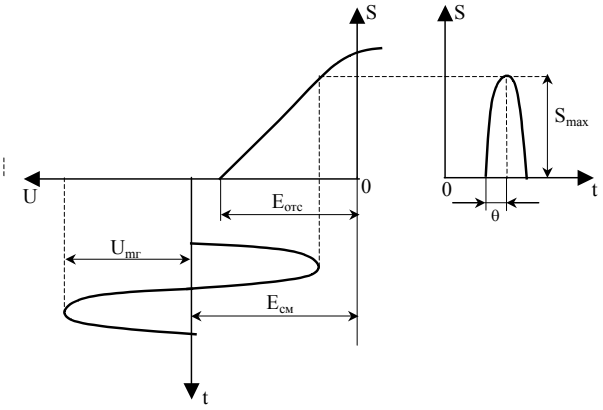


Рис. 3.2

Работа с отсечкой тока не дает существенного повышения величины крутизны преобразования. Максимальное значение крутизны преобразования при работе на первой гармонике соответствует $\theta = 120°$ и равно $0{,}27S_{max}$ (при которой импульсы крутизны имеют косинусоидальную форму).

При значительных амплитудах гетеродинного напряжения импульсы крутизны становятся П-образными, при этом максимальная крутизна преобразования становится равной S_{max}/π .

При малых амплитудах гетеродина крутизна преобразования пропорциональна величине U_{mr}, а при больших значениях U_{mr} крутизна $S_{пр}$ практически остается постоянной (сплошная линия на рис. 3.3). Такая зависимость соответствует случаю работы преобразователя частоты при постоянном смещении на управляющем электроде. Реальные схемы преобразователей частоты могут иметь автоматическое смещение. В этом случае с ростом U_{mr} растет смещение, уменьшается угол отсечки θ и вследствие этого уменьшается крутизна преобразования $S_{пр}$ (пунктирная кривая на рис. 3.3). Постоянство $S_{пр}$ при больших U_{mr} является достоинством, которое важно для диапазонных приемников, где U_{mr} изменяется при перестройке по частоте.

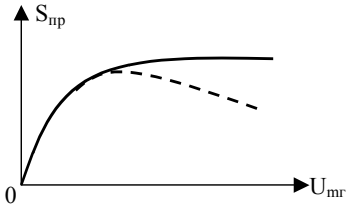


Рис. 3.3

Рассмотренные выше соотношения справедливы для линейного представления зависимости статической крутизны от управляющего напряжения (рис. 3.2). У реальных активных элементов статическая крутизна зависит от управляющего напряжения нелинейно, и поэтому определение $S_{пр}$ по коэффициентам Берга приводит к большим погрешностям. В этом случае крутизну преобразования необходимо определить по разложению в ряд Фурье S(t).

1.2. Преобразователи частоты на параметрическом элементе

Такой преобразователь частоты может быть реализован на активных элементах с двумя управляющими электродами (многоэлектродные лампы или двухзатворный полевой транзистор). В преобразователе частоты на двухзатворном полевом транзисторе напряжение сигнала U_C подается на первый затвор, а гетеродина $U_Г$ – на второй. При этом обеспечивается хорошая развязка между цепями сигнала и гетеродина. Преобразователи частоты на параметрическом элементе так же, как и преобразователи частоты на нелинейном элементе, могут работать *в двух режимах – с отсечкой и без отсечки крутизны*.

Исходными данными для выбора режима является семейство статических характеристик зависимости выходного тока стока транзистора от напряжений на его затворах $E_{з1}$ и $E_{з2}$ (рис. 3.4). Графическим способом определяется наклон этих характеристик и строится зависимость крутизны S_1 от напряжения $E_{з1}$ при постоянных значениях напряжений $E_{з2}$ (рис. 3.5). По графикам рис. 3.5 определяется оптимальное напряжение смещения $E_{з1опт}$, при котором крутизна максимальна. Для выбранного смещения $E_{з1опт}$ строится зависимость крутизны S_1 от напряжения на втором затворе $E_{з2}$ (рис. 3.6), которая используется для выбора смещения $E_{з2}$ (работа *с отсечкой или без отсечки*) и амплитуды гетеродина.

Крутизна преобразования $S_{пр}$ определяется так же, как и для преобразователя частоты на нелинейном элементе.

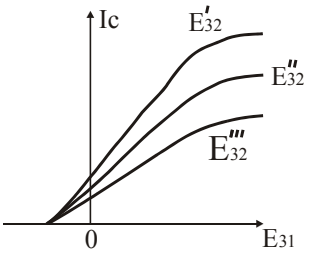


Рис. 3.4

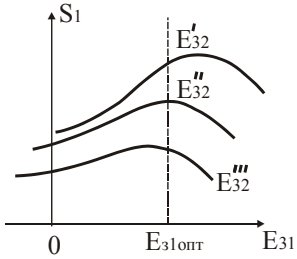


Рис. 3.5

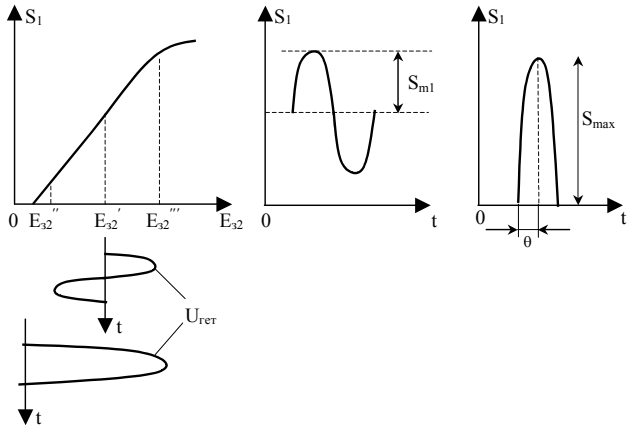


Рис. 3.6

1.3. Преобразователи частоты на интегральных микросхемах

Широкое применение в преобразователях частоты нашли универсальные микросхемы на основе дифференциального каскада с источником стабильного тока в эмиттерной цепи. В зависимости от места включения напряжений сигнала, гетеродина и контура нагрузки можно построить простые (рис. 3.7, а) и балансные (рис. 3.7, б, в) преобразователи частот (на рис. 3.7 приведены упрощенные схемы).

Балансная схема позволяет уменьшить влияние шумов гетеродина на преобразователь частоты, возможность излучения гетеродинного напряжения по цепи сигнала и количество дополнительных каналов приема.

Балансные преобразователи частоты выполняются по схеме с симметричной (рис. 3.7, б) и несимметричной (рис. 3.7, в) подачей на-

пряжения сигнала на вход преобразователя. Схема с симметричным входом отличается большим подавлением напряжения гетеродина и его гармоник, способностью подавлять синфазные помехи, но требует симметрирующего трансформатора на входе. Схема с несимметричным входом проще, но в меньшей степени подавляет гетеродинное напряжение и синфазные помехи.

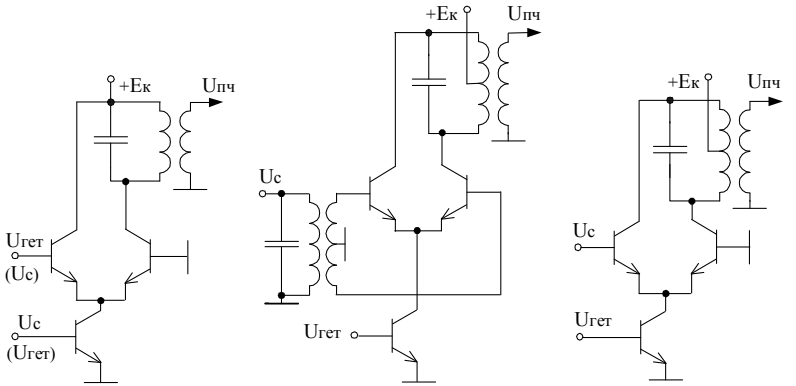


Рис. 3.7

На основе дифференциальных каскадов могут быть построены двухбалансные преобразователи частоты (рис. 3.8), которые позволяют еще в большей степени сократить количество дополнительных каналов приема.

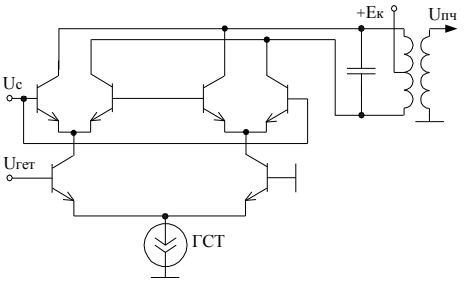


Рис. 3.8

1.4. Побочные каналы приема

Побочными или дополнительными каналами приема называются частоты, находящиеся за пределами основного канала приема, но сиг-

налы которых проходят на выход радиоприемника. В общем случае при подведении к смесителю сигналов с частотами f_c и напряжения гетеродина с частотой $f_г$ на выходе смесителя появляются токи с комбинационными частотами вида $f_к = \pm mf_C \pm nf_Г$, (3.3)

где m, n – целые действительные числа.

На выходе смесителя выделяются только те комбинационные составляющие, частоты которых близки к промежуточной частоте $f_{пр}$, так как на эту частоту настроена избирательная нагрузка смесителя. Полагая в (3.3) $f_к \approx f_{пр}$ и решая это уравнение относительно f_c, получаем выражение, определяющее частоты основного и побочных каналов приема:

$$f_{доп} = f_C = \pm\frac{n}{m} f_Г \pm \frac{f_{пр}}{m} = \frac{1}{m}\left(\pm nf_Г \pm f_{пр}\right). \quad (3.4)$$

Теоретически существует бесконечное число побочных каналов. Однако вследствие того, что амплитуды комбинационных составляющих тока в выходной цепи смесителя убывают с увеличением номеров гармоник сигнала m и гетеродина n, практически опасными являются лишь те дополнительные каналы, которые соответствуют значениям $m \le 3$ и $n \le 3$.

Наибольшую опасность представляют так называемые *зеркальный* (или симметричный) *канал и канал прямого прохождения*.

Частота *зеркального канала* $f_з$ отличается от частоты основного f_c на $2f_{пр}$ (рис. 3.9) : $f_з = f_c + 2f_{пр}$.

Этот канал образуется при n = 1 и m = 1 и расположен зеркально (симметрично) относительно частоты гетеродина. Преобразование по этому каналу происходит с тем же коэффициентом преобразования, что и по основному.

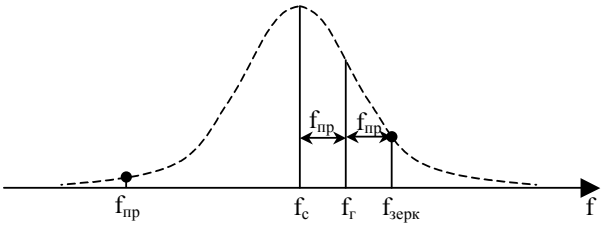


Рис. 3.9

Канал прямого прохождения (m = 1, n = 0) возникает, когда на вход приемника попадает мешающий сигнал, частота которого равна

промежуточной частоте $f_{пр}$ приемника. При этом смеситель работает в режиме усиления этого побочного канала.

Для уменьшения действия помех по побочным каналам необходимо до входа преобразователя ослабить сигналы, частоты которых совпадают с частотами побочных каналов приема. С этой целью между антенной и преобразователем частоты ставится преселектор, содержащий входную цепь и усилитель радиочастоты (УРЧ). Частотная характеристика преселектора показана на рис. 3.9 пунктиром. Для увеличения избирательности по зеркальному каналу следует увеличивать число колебательных контуров в преселекторе, увеличивать их добротность, а также повышать величину промежуточной частоты.

Кроме этих двух наиболее опасных каналов приема существует множество других побочных каналов, образованных гармониками сигнала и гетеродина.

Побочные каналы, образованные гармониками гетеродина (n = 2, 3 …), возникают в трех случаях:

а) гетеродин вырабатывает немонохроматическое напряжение;

б) крутизна смесителя нелинейно зависит от управляющего напряжения;

в) при работе с отсечкой по крутизне.

В соответствии с формулой (3.4) эти побочные каналы располагаются симметрично относительно $2f_г$, $3f_г$ (рис. 3.10).

Причинами появления побочных каналов приема, образованных гармониками мешающих станций (m = 2, 3…), могут быть:

а) наличие нелинейных элементов в преселекторе (УРЧ, варикапы и т.п.);

б) значительный уровень мешающих сигналов на входе смесителя, при котором смеситель уже нельзя считать линейным. Частоты этих мешающих сигналов могут быть найдены по формуле (3.4).

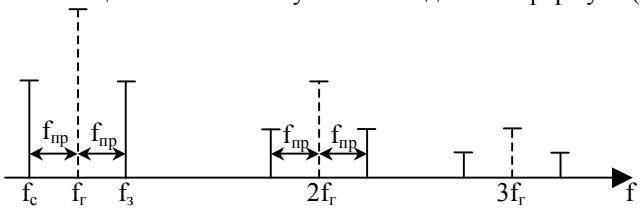


Рис. 3.10

При действии на входе приемника двух мешающих сигналов могут возникнуть побочные каналы приема, разность (или сумма) частот которых (или их гармоник) равна промежуточной частоте

$$f_{инт} = \pm pf_{м1} \pm qf_{м2} \approx f_{пр},$$

где $p, q = 1, 2, 3\ldots$ – целые числа, $f_{м1}, f_{м2}$ – частоты мешающих станций.

Такие побочные каналы называются *интермодуляционными*. Они могут возникнуть на нелинейностях как смесителя, так и преселектора.

Интенсивность дополнительных каналов приема зависит от режима работы смесителя (с отсечкой или без отсечки), величины гетеродинного напряжения U_{mr} и степени нелинейности проходной характеристики активного элемента смесителя.

Наличие дополнительных каналов приема приводит к появлению на выходе приемника сигналов мешающих станций. Другим проявлением этих каналов являются комбинационные и интерференционные свисты, сопровождающие программу принимаемой радиостанции.

2. ПОЯСНЕНИЯ К РАБОТЕ. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТАТИЧЕСКОЙ КРУТИЗНЫ

Методика выбора режима работы однозатворного и двухзатворного преобразователей частоты и определение их крутизны преобразования графоаналитическим методом достаточно полно описаны в разделе 1 (краткие теоретические сведения).

Однако следует отметить, что определение статической крутизны по проходным вольт-амперным характеристикам графоаналитическим методом сопряжено с достаточно большими погрешностями. Поэтому в работе предлагается *определить статическую крутизну* также *экспериментально.* Для этого преобразователь частоты включается в режим усиления: гетеродин выключен (переключатель **П2** в положении «Выкл»), на вход подается напряжение входного сигнала $\boldsymbol{U_C = 10\ мВ}$ с частотой $\boldsymbol{f_{пр} = 465 \pm 10\ кГц}$ (точное значение промежуточной частоты $\boldsymbol{f'_{пр}}$ определяется путем настройки в резонанс, записывается и используется в дальнейшем).

Коэффициент усиления и крутизна связаны соотношением

$$\boldsymbol{K_0 = U_{ВЫХ} / U_C = S \cdot R_Э}, \qquad (3.5)$$

где $\boldsymbol{R_э}$ – известное (указано в таблице) эквивалентное сопротивление нагрузки (контура).

Установив с помощью потенциометра $\mathbf{R_{см}}$ напряжение на затворе $\mathbf{E_{зи}}$ и измерив соответствующее ему $\boldsymbol{U_{вых}}$, из (3.5) определим значение крутизны $\boldsymbol{S}$, соответствующее установленному в данный момент $\mathbf{E_{зи}}$. Изменяя напряжение $\mathbf{E_{зи}}$, можно снять зависимость $\mathbf{S = \varphi(E_{зи})}$.

Выходное напряжение $\boldsymbol{U_{ВЫХ}}$ измеряется милливольтметром В3-39.

3. ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКАЯ ЧАСТЬ

3.1. Исследование преобразователя частоты на однозатворном транзисторе (рис. 3.11)

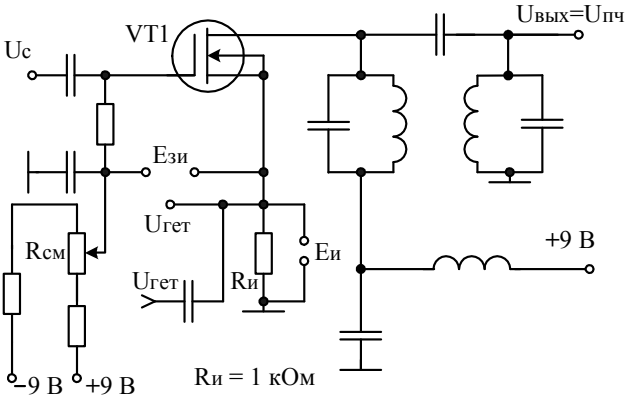


Рис. 3.11

1. Изменяя с помощью резистора $\mathbf{R_{см}}$ напряжение на затворе транзистора $\mathbf{E_{зи}}$, *снять и построить статическую* проходную характеристику транзистора $\boldsymbol{I_с = \varphi(E_{зи})}$. Измерения проводить при выключенных генераторе (ГСС) и гетеродине (переключатель **П2** в положении «Выкл»). Ток стока определяется по падению напряжения на резисторе $\boldsymbol{R_и = 1\ кОм}$ в цепи истока ($\boldsymbol{I_с \approx E_и / R_и}$).

При оформлении отчета по проходной характеристике, используя метод малых приращений, рассчитать ***зависимость*** крутизны тока стока $\boldsymbol{S}$ от напряжения $\boldsymbol{E_{зи}}$ [$\boldsymbol{S = \Delta I_с/\Delta E_{зи}}$, где $\boldsymbol{\Delta E_{зи}}$ – малые приращения в окрестности нескольких напряжений $\boldsymbol{E_{зи}}$, выбранных на построенном графике $\boldsymbol{I_с = \varphi(E_{зи})}$, а $\boldsymbol{\Delta I_с}$ – соответствующие этим приращениям напряжения приращения тока стока] и ***построить соответствующий график*** $\mathbf{S = \varphi(E_{зи})}$. Выбрать рабочую точку в середине линейного участка изменения крутизны и амплитуду гетеродина. Определить крутизну преобразования.

2. Снять экспериментально (см. раздел 2) и построить зависимость $\boldsymbol{S = \varphi(E_{зи})}$; сравнить с графиком п.1. Выбрать рабочие точки ($\boldsymbol{E_{зи}}$), амплитуды гетеродина и найти крутизну преобразования для двух режимов работы (с отсечкой и без отсечки).

3. Включить гетеродин (переключатель **П2** в положении «Вкл») и подать напряжение гетеродина на верхнюю часть макета (переключатель **П1** в верхнем положении). Переключателем $\boldsymbol{U_{ГЕТ}}$ на исследуемом

макете установить амплитуду гетеродинного напряжения близкой к максимальной. Измерить частоту гетеродина $f_Г$, подключив к гнезду «0÷3 В» частотомер. Записать это значение.

Выставить выбранное в п. 2 напряжение смещения $E_{ЗИ}$, соответствующее режиму работы без отсечки. Установить частоту входного сигнала равной $f_с = f_г - f'_{пр}$, а амплитуду сигнала $U_С = 10$ **мВ** (значение $f'_{пр}$ было измерено в п. 2) Подстроить в небольших пределах от установленного значения частоту подаваемого от ГСС сигнала по максимуму выходного напряжения промежуточной частоты.

Изменяя переключателем $U_{ГЕТ}$ амплитуду гетеродинного напряжения, *снять и построить зависимость* коэффициента преобразования от амплитуды гетеродинного напряжения $K_{пр} = U_{ВЫХ}/U_С = \varphi(U_Г)$.

4. ***Выполняется по указанию преподавателя.*** Выставить выбранное в п. 2 напряжение смещения $E_{ЗИ}$, соответствующее режиму работы с отсечкой, и повторить измерения п. 3 для этого режима преобразователя. Зависимость изобразить графически (на том же графике, что и зависимость п. 3).

5. ***Выполняется по указанию преподавателя.*** Определить частоты дополнительных каналов приема: зеркального, прямого прохождения и четырех каналов, образованных 2-й и 3-й гармониками гетеродина (см. рис. 3.9, 3.10). Измерить коэффициенты преобразования на этих частотах и частоте основного канала для двух режимов работы преобразователя (с отсечкой и без отсечки). При измерениях после установки каждой частоты канала необходимо подстраивать в небольших пределах от установленного значения частоту подаваемого от ГСС сигнала по максимуму выходного напряжения промежуточной частоты.

Сравнить полученные коэффициенты преобразования по основному и дополнительным каналам приема, а также в режимах с отсечкой и без отсечки, сделать выводы, сопоставив с теорией.

3.2. Исследование преобразователя частоты на двухзатворном транзисторе (рис. 3.12)

1. Изменяя с помощью резистора $R_{см1}$ напряжение на первом затворе транзистора $E_{зи1}$, *снять и построить семейство статических* проходных характеристик $I_с = \varphi(E_{з1})$ для трех значений напряжения на втором затворе $E_{зи2}$, величины которых соответствуют двум крайним и среднему положениям потенциометра $R_{см2}$ (в случае если в одном из крайних положений ток стока $I_с = 0$, необходимо несколько изменить $E_{зи2}$ до появления тока). Измерения проводить при выключенных генераторе (ГСС) и гетеродине (переключатель **П2** в положении

«Выкл»).Ток стока определяется по падению напряжения на резисторе $\mathbf{R_и = 50\ Ом}$ в цепи истока ($I_с \approx E_и / R_и$).

При оформлении отчета по проходной характеристике, используя метод малых приращений, рассчитать ***зависимости*** крутизны тока стока S_1 от напряжения $E_{зи1}$ [$S_1 = \Delta I_с / \Delta E_{з1}$, где $\Delta E_{з1}$ – малые приращения в окрестности нескольких напряжений $E_{з1}$, выбранных на построенном графике $I_с = \varphi(E_{з1})$, а $\Delta I_с$ – соответствующие этим приращениям напряжения приращения тока стока] и ***построить соответствующие графики*** $S_1 = \varphi(E_{з1})$. Выбрать оптимальное значение $E_{з1опт}$ (см. рис. 3.5).

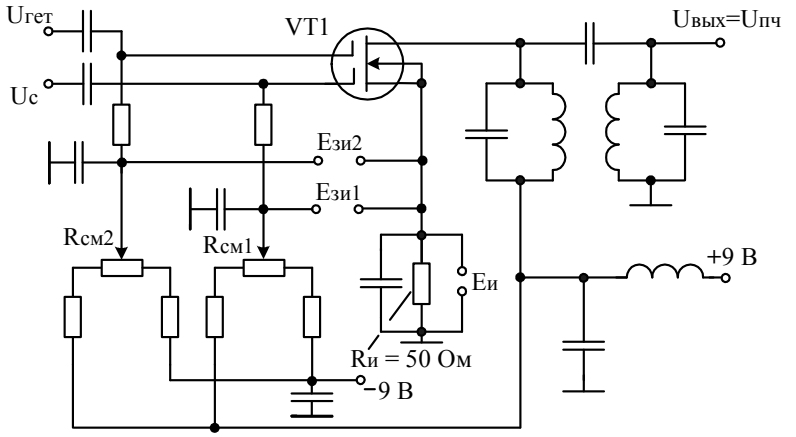


Рис. 3.12

2. Снять экспериментально (см. раздел 2) и построить зависимость $S_1 = \varphi(E_{зи1})$ для трех значений $E_{з2}$, определенных в п.1; сравнить с графиками п.1; определить оптимальное смещение $E_{з1опт}$ (см. рис. 3.5) и сравнить с полученным в п.1.

3. Резистором $R_{см1}$ выставить выбранное в п. 2 смещение $E_{з1опт}$. Изменяя с помощью резистора $R_{см2}$ величину напряжения на втором затворе $E_{з2}$, снять и построить зависимость $S_2 = \varphi(E_{з2})$. Крутизна определяется, как и в п.2 : $S_2 = K_0 / R_Э = U_{вых} / (U_С R_Э)$.

Определить смещение на втором затворе, амплитуду гетеродина и крутизну преобразования для режимов работы с отсечкой и без отсечки (рис. 3.6).

4. Включить гетеродин (переключатель **П2** в положении «Вкл») и подать напряжение гетеродина на верхнюю часть макета (переключатель **П1** в верхнем положении). Переключателем $U_{ГЕТ}$ на исследуемом

макете установить амплитуду гетеродинного напряжения близкой к максимальной. Измерить частоту гетеродина $f_Г$, подключив к гнезду «0÷3 В» частотомер.

Выставить выбранное в п. 2 смещение $E_{З1опт}$ и напряжение смещения $E_{ЗИ2}$, определенное в п. 3 для режима работы без отсечки. Установить частоту входного сигнала равной $f_с = f_г - f'_{пр}$, а амплитуду сигнала $U_С = 10$ **мВ** (значение $f'_{пр}$ было измерено в п. 2). Подстроить в небольших пределах от установленного значения частоту подаваемого от ГСС сигнала по максимуму выходного напряжения промежуточной частоты.

Изменяя переключателем $U_{ГЕТ}$ амплитуду гетеродинного напряжения, *снять и построить* зависимость коэффициента преобразования от амплитуды гетеродинного напряжения $K_{пр} = U_{ВЫХ}/U_С = \varphi(U_Г)$.

5. ***Выполняется по указанию преподавателя.*** Определить частоты дополнительных каналов приема: зеркального, прямого прохождения и четырех каналов, образованных 2-й и 3-й гармониками гетеродина (см. рис. 3.9, 3.10). Измерить коэффициенты преобразования на этих частотах и частоте основного канала для двух режимов работы преобразователя (с отсечкой и без отсечки). При измерениях после установки каждой частоты канала необходимо подстраивать в небольших пределах от установленного значения частоту подаваемого от ГСС сигнала по максимуму выходного напряжения промежуточной частоты.

Сравнить полученные коэффициенты преобразования по основному и дополнительным каналам приема, а также в режимах с отсечкой и без отсечки, сделать выводы, сопоставив с теорией.

3.3. Исследование преобразователей частоты на интегральных микросхемах *(выполняется по указанию преподавателя)*

Подать напряжение гетеродина на схему, расположенную в нижней части макета (переключатель **П1** в нижнем положении). Установить напряжение гетеродина 100 мВ, напряжение сигнала – 10 мВ.

Измерить коэффициенты преобразования на частотах основного и дополнительных каналов приема. Сравнить полученные коэффициенты преобразования, сделать выводы, сопоставив с теорией.

4. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

Основные

1. Каково назначение преобразователя частоты и его место в структурной схеме супергетеродинного приемника?

2. В чем состоит принцип действия преобразователя частоты?

3. Параметры, характеризующие преобразователь частоты, их связь со статическими параметрами транзистора.

4. Чем отличается крутизна преобразования от крутизны в режиме усиления?

5. Как определить крутизну преобразования графоаналитическим методом? Как выбрать напряжение гетеродина для режима с отсечкой и без отсечки?

6. Что такое дополнительные каналы приема и как они зависят от режима работы преобразователя? Методы их уменьшения.

7. Чем отличаются режимы работы преобразователя без отсечки и с отсечкой?

Дополнительные

1. Приведите схемы преобразователей частоты на биполярном транзисторе. Способы подачи гетеродинного напряжения, достоинства и недостатки каждого из них.

2. Преобразователь частоты на двухзатворном полевом транзисторе. Принцип его действия, достоинства и недостатки.

3. Балансные схемы преобразователей частоты, принцип действия и преимущества по сравнению с простыми.

4. Преобразователи частоты на диодах. Их достоинства, недостатки, области применения.

5. Приведите основные способы, позволяющие уменьшить влияние дополнительных каналов приема.

6. Как осуществляется сопряжение настроек контуров сигнала и гетеродина?

7. В чем заключается опасность взаимной связи сигнала и гетеродина и как ее уменьшить?

Библиографический список

1. Радиоприемные устройства: учебник для вузов / Н.Н.Фомин, Н.Н.Буга, О.В.Головин и др; под ред. Н.Н.Фомина. М.: Радио и связь, 1996. 512 с. (С. 257…275.)

2. Радиоприемные устройства: учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов / Ю.Т.Давыдов, Ю.С.Данич, А.П.Жуковский. М.: Высш. школа., 1989. 342 с. (С. 81…96.)

3. Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства / под ред. Н.И. Чистякова. М.: Радио и связь, 1986. 320 с. (С. 91…110.)

4. Радиоприемные устройства / под ред. А.Г. Зюко. М.: Связь, 1979. (С. 107…122.)

5. Чистяков Н.И., Сидоров В.М. Радиоприемные устройства / под ред. Н.И. Чистякова. М.: Связь, 1974. 408 с. (С. 156…191.)

6. Функциональные устройства на интегральных микросхемах дифференциального усилителя / под ред. В.З. Найдерова. М.: Сов. радио, 1977. (С. 55-61.)

Лабораторная работа № 4

ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕТЕКТОРОВ АМПЛИТУДНО – МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Цель работы: экспериментальное исследование основных свойств детекторов амплитудно-модулированных сигналов.

ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТА

На каждом лабораторном макете исследуют два типа детекторов: диодный детектор последовательного типа (одинаковый во всех макетах, расположенный в верхней части, который исследуется всеми студентами) и детектор активного типа на транзисторах или микросхемах (выполненный в нижней части макета).

Электрические схемы детекторов представлены на лицевой панели макетов и для удобства измерений совмещены с элементами коммутации цепей и сигналов.

Диодный детектор АМ-сигналов. Электрическая схема детектора приводится на рис. 4.1. На лицевой панели макета расположены высокочастотное гнездо Гн1 для подключения сигнала от ГСС и измерительные гнезда: Гн2 – для измерения высокочастотного напряжения на контуре, Гн3 – для измерения постоянного напряжения на нагрузке детектора, Гн4 – для измерения и наблюдения на осциллографе низкочастотного сигнала на выходе детектора.

Назначение переключателей П1 – П5 следующее. Тумблер П1 предназначен для отключения детектора от входного контура. Переключатель П2 позволяет измерять резистивную нагрузку детектора, выполняя ее близкой к оптимальной по критерию минимума нелинейных искажений (R2), большей (R1) или меньшей (R3), чем необходи-

мо. Кроме того, переключатель П2 при нажатой кнопке 4 позволяет подключать к диоду другой вид нагрузки – так называемую раздельную нагрузку, снижающую опасность нелинейных искажений при глубокой модуляции и относительно низком входном сопротивлении УЗЧ.

Переключатель П3 позволяет изменять емкостную нагрузку от близкой к оптимальной (С2) до большей (С1) или меньшей (С3), чем требуется.

Тумблер П4 предназначен для подключения эквивалента входного сопротивления УЗЧ (R6, достаточно высокого, или R7, недопустимо низкого для случая работы с простой нагрузкой – R2, C2).

Примечание. Переключатели П2 и П3 – независимые, для отключения цепи необходимо повторное нажатие кнопки.

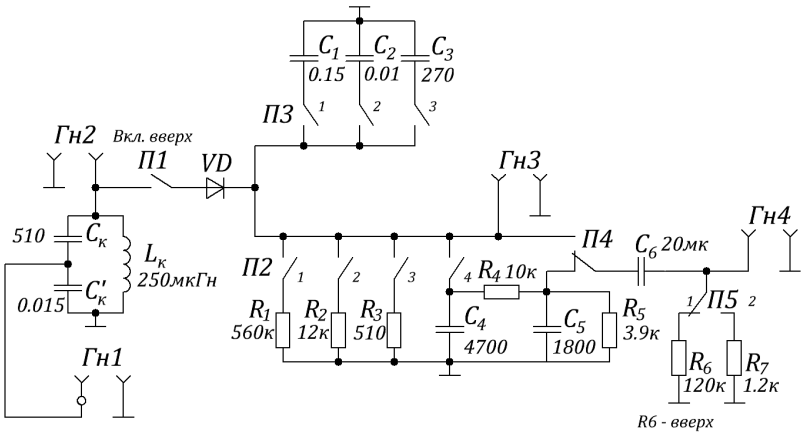


Рис. 4.1

Параметры элементов электрической схемы детектора

1. Контур – $C_к$ = 510 пФ, $C'_к$ = 15000 пФ, $L_к$ = 250 мкГн. Рабочая частота около 450 кГц.

2. Диод – Д9Б.

3. Элементы нагрузки детектора:

простой – R1 = 560 кОм, R2 = 12 кОм, R3 = 510 Ом;

C1 = 0,15 мкФ, C2 = 0,01 мкФ, C3 = 240 пФ;

разделенной – R4 = 10 кОм, C4 = 5600 пФ, C5 = 1800 пФ, R5 = 3,9 кОм.

4. Эквивалент входного сопротивления УЗЧ R6 = 120 кОм, R7 = 1,2 кОм, C6 = 20 мкФ.

ЗАДАНИЕ НА ИССЛЕДОВАНИЕ

1. Проверка работоспособности диодного детектора

Проверить расчетным путем выполнение условий отсутствия нелинейных искажений огибающей АМ-сигнала при детектировании при постоянной времени нагрузки детектора R2, C2 и при эквиваленте входного сопротивления УЗЧ R6, а также невыполнение этих условий при R2, C1 и R7. Частота модуляции 1000 Гц, глубина модуляции m = 0,8.

Постоянная времени нагрузки детектора должна удовлетворять условию

$$RC \le \sqrt{1 - m_{\max}^2} \Big/ \Omega_{\max} m_{\max} .$$

Так как на практике максимальная глубина модуляции на максимальных частотах редко превышает 0,5-0,7 , то неравенство можно привести к виду $\Omega_{\max} RC \le 1...1.5$.

Входное сопротивление УЗЧ при простой нагрузке детектора должно соответствовать требованию

$$R_{\text{вх УЗ}} \ge R m_{\max} / 1 - m_{\max} .$$

Пользуясь тумблерами П1, П4 – П5, замкнуть электрические цепи, обеспечивающие работу детектора без искажений выходного сигнала при простой нагрузке R2, C2 и входном сопротивлении УЗЧ R6.

На вход детектора (гнездо Гн1) подать сигнал от ГСС с частотой около 450 кГц с уровнем 100 мВ при глубине модуляции m = 0,3 с частотой 1000 Гц.

Подключив высокочастотный милливольтметр к контуру (Гн2), а осциллограф – к нагрузке детектора (Гн4), произвести настройку частоты входного сигнала на частоту контура по максимуму показаний милливольтметра.

Примечание. Настройку на резонанс контура проводить при немодулированном сигнале. Контролировать правильность работы с ГСС. Измерение частоты частотомером производится при отсутствии модуляции.

Регулируя амплитуду входного сигнала, установить напряжение на контуре на менее 1 В.

Убедиться по показаниям осциллографа в детектировании сигнала, установить напряжение на контуре не менее 1 В.

Убедиться по показаниям осциллографа в детектировании сигнала без нелинейных искажений. Изменяя глубину модуляции входного сигнала от 0 до 100 %, проверить визуально по осциллографу наличие или отсутствие существенных нелинейных искажений выходного сигнала.

Зарисовать осциллограмму выходного сигнала при m = 0,6. При выполнении нижеследующих пунктов задания сравнивать сигналы с искажениями и измененной амплитудой с неискаженным сигналом как эталонным.

2. Исследование динамического диапазона детектора

Исследовать влияние сопротивления нагрузки на форму детекторной характеристики и необходимый для работы без искажений минимальный уровень АМ-сигнала на контуре.

Снять детекторную характеристику, представляющую зависимость постоянного напряжения на нагрузке (Гн3) от уровня немодулированного сигнала на входе детектора (Гн2) при сопротивлении нагрузки $R_н$ = R2. Уровень сигнала (Гн2) изменять от 0 до 1 В, причем до 250 мВ с интервалом не более 50 мВ. Измерения проводить вольтметром В7-20 или ВК7-9. Повторить измерения для других сопротивлений нагрузки (резисторы R1 и R3). Построить характеристики, объяснить влияние $R_н$ на линейность детекторной характеристики. Определить минимальный уровень сигналов для работы с малыми нелинейными искажениями при глубине модуляции m = 0,8. Вычислить коэффициент передачи детектора по модулирующему сигналу при R2.

3. Исследование нелинейных искажений сигнала в детекторе

а. Исследовать нелинейные искажения, связанные с инерционностью нагрузки детектора (см. Приложение).

С помощью осциллографа исследовать визуально характер и величину искажений огибающей при детектировании АМ-сигнала. При этом включить цепь нагрузки детектора, состоящую из R2 и C1, постоянная времени которой выбрана значительно больше, чем период модуляционного сигнала.

Зарисовать осциллограммы при разных значениях глубины модуляции (при m = 0,5 и m = 0,9). Уровень сигнала на контуре $U_к$ = 1 В, эквивалент входного сопротивления УЗЧ – резистор R6.

Повторить исследование искажений при нагрузке R1, C1. Объяснить их характер.

б. Исследовать нелинейные искажения, связанные с неравенством нагрузки детектора по постоянному и переменному токам.

Исследование проводится с помощью осциллографа.

Включить цепи детектора, обеспечивающие работу без нелинейных искажений (см. п. 1). Наблюдая осциллограмму выходного сигнала, убедиться в отсутствии искажений.

Включить в эквиваленте входного сопротивления УЗЧ резистор R7. Посмотреть осциллограммы выходного напряжения при различной глубине модуляции (m = 0,3, m = 0,6 и m = 0,9). Зарисовать осциллограммы при нелинейных искажениях сигнала. Объяснить зависимость нелинейных искажений от глубины модуляции и величины эквивалента входного сопротивления УЗЧ.

в. Определить действие разделенной нагрузки детектора на наличие нелинейных искажений, связанных с подключением к детектору УЗЧ с недостаточно высоким входным сопротивлением (эквивалент R7).

Подключить к детектору разделенную нагрузку, поставив переключатель П2 в положение «4» и отключив резисторы и конденсаторы простой нагрузки, тумблер П4 установить в положение «2». Снять осциллограммы выходного сигнала детектора при резисторе в цепи эквивалента входного сопротивления УЗЧ R7 и глубине модуляции m = 0,3, m = 0,6 и m = 0,9.

4. Измерение основных параметров детектора

а. Измерить коэффициент передачи детектора по сигналу модуляции. Включается модуляция с m = 0,5. Выходное напряжение модулирующей частоты $U_{m\Omega}$ измеряется на нагрузке детектора (Гн3) высокочастотным милливольтметром. Вычислить коэффициент передачи детектора ($к_{\partial} = U_{m\omega}/mU_{m\omega}$).

б. Измерить входное сопротивление детектора.

Входное сопротивление измеряется косвенным методом по эффекту шунтирования контура, связанному с расширением полосы пропускания при подключении детектора.

Включить в схему детектора резистор R2 и конденсатор C2, а также резистор в эквиваленте входного сопротивления УЗЧ R6, соответствующие работе детектора без нелинейных искажений. Убедиться в нормальной работе детектора.

Тумблером П1 отключить детектор от контура и измерить (по уровню 0,707) полосу пропускания контура (Гн2), подавая немодулированный сигнал на вход Гн1. Напряжение сигнала на контуре должно быть около 1 В. Подключить детектор к контуру и вторично измерить

полосу пропускания. Вычислить величину входного сопротивления детектора $R_{вх}$ и сравнить ее с параметрами резистора в нагрузке детектора ($R_{вх} = 1/2\pi C_к \Delta П_к$, где $C_к$ – емкость контура, $\Delta П_к$ – изменение полосы пропускания контура).

Изменив амплитуду сигнала на входе в два раза, вновь измерить полосу и убедиться, что полоса пропускания контура не изменяется, т.е. входное сопротивление линейного детектора от уровня сигнала не зависит.

в. Измерить коэффициент фильтрации $К_ф$ детектора по несущей частоте, показывающий степень ослабления сигнала промежуточной частоты на выходе детектора.

Измерения выполнять с помощью высокочастотного милливольтметра в цепях детектора с простой нагрузкой R2, C2 и R2, C3 при включенном эквиваленте УЗЧ R6 при подаче на вход Гн1 немодулированного сигнала с уровнем 1 В.

$$K_ф = 20\lg\frac{U_к}{U_{вых\sim}},$$

где $U_к$ – напряжение несущей на входе детектора, $U_{вых\sim}$ – напряжение несущей на выходе детектора.

5. Сопоставить результаты эксперимента с предполагаемыми и расчетными, сделать выводы.

Представить преподавателю для проверки графики полученных зависимостей и осциллограммы.

ДЕТЕКТОРЫ АКТИВНОГО ТИПА

Детектор на основе операционного усилителя с отрицательной обратной связью

Выполняется по указанию преподавателя

Для обеспечения малых нелинейных искажений амплитуда сигнала на входе обычного диодного детектора должна быть не менее 1 В. В большинстве приемников оконечный каскад УПЧ обеспечивает максимальную амплитуду напряжения на входе детектора не более 3 – 5 В, поэтому динамический диапазон сигналов на входе тракта оконечный УПЧ - детектор весьма мал (10 – 14 дБ), что представляет жесткие требования к системе АРУ. Кроме того, из-за малого коэффициента передачи диодного детектора и сравнительно большой амплитуды минимального сигнала на его входе необходим УПЧ с большим коэффициентом усиления.

Преодолеть указанные недостатки можно, использовав детектор на основе операционного усилителя ОУ с отрицательной обратной связью. Схема такого детектора показана на рис. 4.2.

Сигнал промежуточной частоты, снимаемой с УПЧ, подается на инвертирующий вход ОУ, усиливается и поступает на диод VD. В результате к диоду прикладываются усиленные входной сигнал и часть выпрямленного напряжения, а также напряжения на нагрузке.

Анализ работы детектора при линейной аппроксимации характеристики диода приводится при следующих условиях, обычно реализуемых на практике.

1. Напряжение на входе ОУ при отсутствии входного сигнала близко к нулю.

2. Коэффициент усиления ОУ с разомкнутой петлей обратной связи $k \geq 100$.

3. Коэффициент передачи цепи обратной связи $\beta > 0{,}1$.

Из рис. 4.2 при $R_{вх} >> R2 // R_{ос}$ можно получить:

$$U_{д} = KU_{12} - U_{н}, \tag{4.1}$$

$$U_{12} = U_{m} \cos \omega t - U_{н}\beta, \tag{4.2}$$

где $\beta = \dfrac{R2}{R2 + R_{ос}}$.

Используя выражения (4.1) и (4.2), а также соотношение для детектора (диодного) нелинейной аппроксимации вольт-амперной характеристики, можно получить следующие расчетные формулы.

Коэффициент передачи детектора для немодулированного сигнала:

$$K_{д} \approx \left(1 - \frac{U_{до}}{kU_{m}}\right) \frac{k}{1 + k\beta}, \tag{4.3}$$

где $U_{до}$ – пороговое напряжение на диоде, при котором возникает ток диода.

Следует отметить, что из-за особенностей работы ОУ с отрицательной обратной связью напряжение на выходе ОУ при отсутствии входного сигнала стремится к $U_{до}$, т.е. фактически диод работает с прямым начальным смещением, поэтому $U_{до} \approx 0$.

Анализ показывает, что детектор на ОУ с ООС можно заменить эквивалентным диодным детектором с усилителем выходного

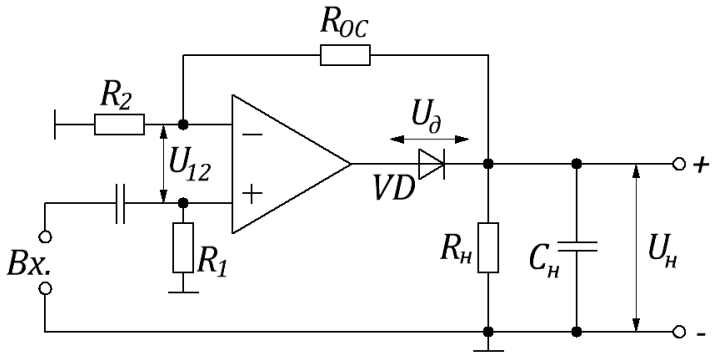


Рис. 4.2

сигнала с коэффициентом усиления $\frac{k}{1+k\beta}$. При этом ко входу эквивалентного диодного детектора подводится увеличенный в k раз входной сигнал ($U_{m\,экв} = kU_m$), а эквивалентная нагрузка детектора по постоянному току увеличивается в $(1+k\beta)$ раз:

$$R_{ПТ\,экв} = (1+k\beta)R_{ПТ}, \qquad (4.4)$$

где $R_{ПТ} = R_н // (R2 + R_{ос})$.

Максимальная амплитуда детектируемого сигнала определяется выражением :

$$U_{m\,max} \approx U_{12\,max}(1+k\beta)\left(1-\frac{\beta}{1+k\beta}\frac{U_{до}}{U_{12\,max}}\right), \qquad (4.5)$$

где $U_{12\,max}$ – максимальное напряжение на дифференциальном входе ОУ. Для ОУ можно принять $U_{12\,max}$ = 100 мВ. С учетом того, что $U_{до} = 0$,

$$U_{m\,max} \approx U_{12\,max}(1+k\beta). \qquad (4.5а)$$

Динамический диапазон детектора на ОУ

$$D = \frac{U_{m\,max}}{U_{m\,min}} \approx \frac{U_{12\,max}(1+k\beta)}{U_{д\,min}/k}, \qquad (4.6)$$

где $U_{д\,min}$ – минимальная амплитуда сигнала на диодном детекторе при заданных нелинейных искажениях.

Принимая $U_{д\ min}$ = 1 В, k = 100, $U_{12\ max}$ = 100 мВ, β = 1 (R2=0), из (4.6) получаем :

$$D = \frac{0{,}1 \cdot (1 + 100 \cdot 1)}{1/100} \approx 1000 \ \ (60 \text{ дБ}).$$

Параметры детектора на ОУ в значительной мере определяются глубиной отрицательной обратной связи. Из (4.3) и (4.6) видно, что при глубокой ООС (β = 1) коэффициент передачи близок к единице, а динамический диапазон достигает максимального значения. Если большого динамического диапазона не требуется, можно уменьшить β, при этом возрастает коэффициент передачи, однако увеличивается и минимальная амплитуда входного напряжения детектора.

Детектор на основе дифференциального усилителя с отрицательной обратной связью

Выполняется по указанию преподавателя.

Второй разновидностью схем, позволяющих преодолеть перечисленные выше недостатки обычных диодных детекторов, являются схемы детекторов на основе дифференциального усилителя (ДУ). Одна из таких схем приводится на рис. 4.3.

Непосредственное детектирование осуществляется в цепях выходного эмиттерного повторителя, собранного на транзисторе VT1.

ДУ на микросхеме К175УВ4 предварительно усиливает детектируемый сигнал, благодаря чему эффективное детектирование начинается уже при напряжении входного сигнала 5 – 10 мВ.

Используемая отрицательная обратная связь по постоянному напряжению позволяет увеличить протяженность линейного участка детекторной характеристики и выбрать необходимый коэффициент передачи детектора.

Обратная связь заводится с выхода детектора на базу транзистора дифференциальной пары через резистор $R_{ос}$, с помощью которого можно регулировать глубину отрицательной обратной связи.

Для коэффициента передачи можно получить следующее выражение:

$$K = \left(\frac{1}{k'} + \frac{1}{1+\beta} \right)^{-1},$$

где $k' = S_2 R_к k_1$ – коэффициент усиления схемы без обратной связи с учетом передачи эмиттерного повторителя;

S_2 – крутизна передаточной характеристики дифференциального каскада;

$R_к$ – сопротивление нагрузки ДУ;

β - параметр обратной связи.

Детекторная характеристика ограничивается сверху выходным напряжением постоянного тока :

$$U_{вых\,max} \approx E_П - (2-3)U_{кэнас}.$$

При большом входном сигнале импульсные токи транзистора VT1 достигают значительных величин, поэтому в схеме детектора необходимо применять развязывающие фильтры по цепям питания.

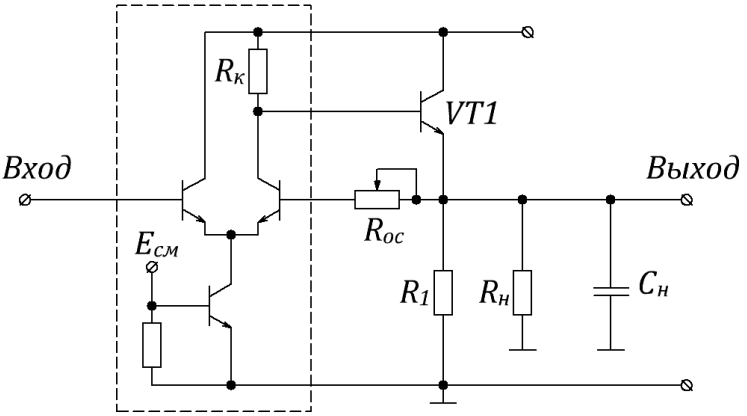


Рис. 4.3

ЗАДАНИЕ НА ИССЛЕДОВАНИЕ

Выполняется по указанию преподавателя.

1. Исследовать динамический диапазон детекторов на ДУ и ОУ.

Снять детекторную характеристику. Частота несущей 465 кГц. Глубина модуляции m = 0,8. Частота модуляции 1000 Гц. Коэффициент передачи детектора – максимальный (движок потенциометра в цепи обратной связи усилителя в крайнем правом положении).

Изобразить графически детекторную характеристику и определить:

а) минимальный и максимальный входные сигналы при условии линейности детекторной характеристики;

б) динамический диапазон входных сигналов (в линейной части детекторной характеристики);

в) динамические диапазоны полупроводникового диодного детектора и на интегральной микросхеме.

2. Исследовать влияние коэффициента передачи детектора на динамический диапазон.

Изменяя глубину отрицательной обратной связи усилителя с помощью резистора $R_{ос}$ (движок $R_{ос}$ в двух крайних и среднем положениях), измерять динамический диапазон по входу детектора при различных коэффициентах передачи детектора.

3. Исследовать зависимость динамического диапазона детектора от частоты.

Снять детекторные характеристики на частотах 100, 900 и 2000 кГц при минимальном и максимальном коэффициентах передачи и оценить изменения динамического диапазона входных сигналов от частоты.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Нелинейные искажения сигнала в диодном детекторе

Искажения сигнала обусловлены рядом причин.

Первой причиной является нелинейность детекторной характеристики, связанная с нелинейностью вольт-амперной характеристики диода. Детекторная характеристика представляет собой зависимость напряжения на нагрузке детектора $U_н$ от амплитуды сигнала на входе $U_{mω}$ (рис. П.1). При больших значениях сопротивления нагрузки $R_н$ характеристика имеет большую крутизну и меньшую ширину нелинейного участка в области малых амплитуд сигнала. Ввиду нелинейности начального участка характеристики работа в этом режиме малого входного сигнала сопровождается большими нелинейными искажениями. Для снижения искажений необходимо обеспечить работу детектора на линейном участке характеристики. При этом изменения амплитуды сигнала за счет модуляции должны лежать в области $U_{mω} > U_{mн}$, где $U_{mн}$ – нижняя граница линейного участка. Это неравенство должно удовлетворяться и при наименьшей амплитуде $U_{mω\ min} = U_{mω} (1 – m_{max})$.

Для этого амплитуда сигнала в режиме несущей должна выбираться из условия

$$U_{m\omega} > U_{mн} / 1 - m_{max} \ .$$

Обычно в диодном детекторе $U_{mн} \approx 0{,}2 \ldots 0{,}3$ В. При этом для приема сигнала, имеющего максимальную глубину модуляции $m_{max} = 0{,}9$ с малыми нелинейными искажениями, необходимое значение амплитуды несущего колебания составляет

$$U_{m\omega} > 0{,}2 \ldots 0{,}3 / 1 - 0{,}9 \approx 2 \ldots 3 \text{ В} .$$

Второй причиной нелинейных искажений является неправильный выбор постоянной времени нагрузки $\tau_н = RC$, делающей детектор инерционным. При излишне большой $\tau_н$ конденсатор разряжается через нагрузку медленно и напряжение на нагрузке не успевает уменьшиться при снижении амплитуды входного сигнала U_ω при модуляции (см. рис. П.2). Эти искажения особенно сильно проявляются при глубокой модуляции на верхних модулирующих частотах. Для устранения этого эффекта постоянную времени нагрузки следует выбирать из условия :

$$RC \le \sqrt{1 - m_{max}^2} \Big/ \Omega_{max} m_{max} \ .$$

Третья причина нелинейных искажений обусловлена наличием на выходе детектора переходной цепи, состоящей из разделительного конденсатора $C_р$ и входного сопротивления усилителя низкой частоты $R_{вх\ УНЧ}$ (рис. П.3). В литературе эти искажения называют также искажениями, связанными с различием нагрузок детектора по постоянному и переменному токам.

На разделительном конденсаторе большой емкости $C_р$, величина которой выбирается из условия передачи без ослабления нижних частот модуляции, в процессе работы устанавливается практически постоянное напряжение U_0, равное напряжению на нагрузке детектора в режиме несущей. При уменьшениях U_Ω на нагрузке в процессе модуляции $C_р$ начинает разряжаться через последовательное соединение R и $R_{вх\ УНЧ}$. Разрядный ток $i_{разр}$ на сопротивлении R создает очень медленно (относительно периода модулирующих сигналов) убывающее напряжение, которое дополнительно смещает диод в обратном направлении.

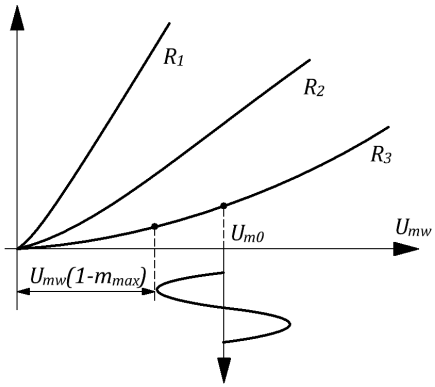


Рис. П.1

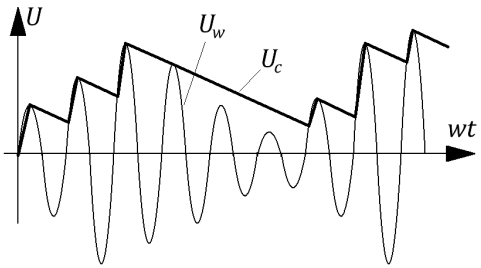


Рис. П.2

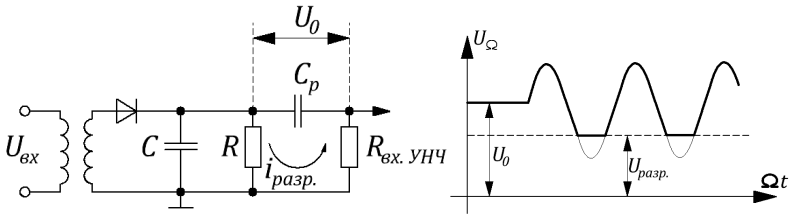


Рис. П.3

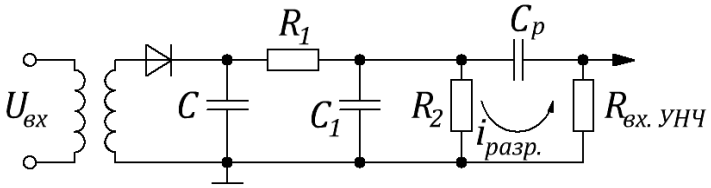


Рис. П.4

Напряжение $U_{разр} \approx U_0 R/R + R_{вх\ УНЧ}$ запирает диод в моменты сильного уменьшения амплитуды входного сигнала. При этом выходное напряжение на нагрузке детектора U_Ω фиксируется на значении $U_{разр}$ и не отслеживает изменение амплитуды сигнала.

Рассмотренный эффект не проявляется, если минимальная амплитуда U_ω не принимает значений меньше $U_{разр}$, т.е. при условии :

$$U_{m\omega}(1 - m_{max}) > U_{разр}\ .$$

Если принять $U_{m\omega} \approx U_0$, что выполняется при $К_д = 1$, то указанное условие будет выполняться при

$$R_{вх\ УНЧ} > Rm_{max}/1 - m_{max}\ .$$

Так, при $m_{макс} = 0{,}9$ должно выполняться требование $R_{вх\ УНЧ} > 9R$. Это необходимо учитывать при проектировании приемников.

При невозможности применения УНЧ с высоким $R_{вх\ УНЧ}$ для уменьшения нелинейных искажений при глубокой модуляции применяют схему детектора с разделенной нагрузкой (рис. П.4). При этом выходное напряжение детектора снимается с R2, т.е. с части нагрузки. Это приводит к снижению коэффициента передачи детектора, но за счет того, что разрядный ток протекает только через часть нагрузки, напряжение $U_{разр}$ существенно снижается, что позволяет избавиться от искажений. Часто в схему детектора с разделенной нагрузкой включается дополнительный конденсатор С1. Это значительно увеличивает подавление пульсаций с промежуточной частотой на выходе.

С учетом изложенного выбор элементов нагрузки детектора является противоречивой задачей, которая требует квалифицированного решения с учетом конкретных условий.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

Основные

1. Объяснить принцип действия диодного детектора АМ сигнала. Назвать основные параметры и характеристики детектора и требования к ним, связанные с качественными показателями приемника.

2. Привести электрические схемы диодных детекторов последовательного и параллельного типа. Указать различия в их параметрах, назвать области применения.

3. Привести электрические схемы детекторов на биполярных транзисторах. Объяснить сущность процесса детектирования и дать основные характеристики.

4. Привести электрические схемы и перечислить основные особенности детекторов радиоимпульсных сигналов и с пиковым детектированием.

5. Каковы условия детектирования АМС в диодном детекторе при малых искажениях сигнала модуляции ?

6. Каковы требования к инерционности нагрузки детектора АМ-сигналов?

7. При каких условиях возникают нелинейные искажения выходного сигнала детектора, вызванные различием нагрузки детектора по постоянному и переменному токам?

8. Каковы пути улучшения коэффициента фильтрации несущей?

Дополнительные

1. Какова зависимость входного сопротивления диодного детектора от сопротивления его нагрузки?

2. Каковы критерии выбора параметров нагрузки диодного детектора АМ-сигналов?

3. Какие изменения элементов схемы детектора способствуют увеличению коэффициента передачи?

4. В чем преимущества и недостатки деления нагрузки детектора на две части?

5. В каком случае амплитудный детектор называют «квадратичным» ? Каковы его свойства ?

6. В чём достоинства и недостатки детекторов на ОУ и дифференциальных каскадах ?

7. В чем сущность подавления слабого сигнала сильным при детектировании двух АМ-сигналов? Как и на какие параметры приемника влияет это явление?

Библиографический список

1. Радиоприемные устройства: учебник для вузов / под ред. Н.Н. Фомина. М.: Радио и связь, 1996, 2004.

2. Радиоприемные устройства / под ред. А.П. Жуковского. М.: Высш. школа, 1989.

3. Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства. М.: Радио и связь, 1986.

4. Головин О.В. Радиоприёмные устройства. М.: Высш.школа., 1987.

5. Румянцев К. Е. Приём и обработка сигналов. Учеб. пособие для вузов. М.: Академия, 2004.

6. Колосовский Е.А. Устройства приёма и обработки сигналов. М.: Горячая линия – Телеком, 2007.

СОДЕРЖАНИЕ

Лабораторная работа №1. Исследование входных цепей 1
Лабораторная работа №2. Исследование резонансного усилителя радиочастоты 18
Лабораторная работа №3. Исследование преобразователей частоты 32
Лабораторная работа №4. Исследование детекторов амплитудно – модулированных сигналов 49

Оператор ЭДО ООО "Компания "Тензор"

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

СОГЛАСОВАНО **ФГБОУ ВО "РГРТУ", РГРТУ,** Паршин Юрий Николаевич, Заведующий кафедрой РТУ **07.07.26** 14:04 (MSK) Простая подпись