

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ВОЗДУШНОГО ТРАНСПОРТА
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ»**

Кафедра радиотехнических устройств

В.Г. Сергеев

ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Часть I

ПОСОБИЕ

к выполнению лабораторных работ

для студентов III и IV курсов

специальности 160905

всех форм обучения

Москва - 2007

ВВЕДЕНИЕ

Настоящее описание содержит основные сведения, необходимые для выполнения лабораторных работ по курсу "Прием и обработки сигналов".

Целью лабораторных работ является обучение студентов в области исследования и применения авиационных устройств приема и обработки сигналов в соответствии с требованиями квалификационной характеристики радиоинженера по специальности "Техническая эксплуатация транспортного оборудования".

Лабораторные работы позволяют закрепить теоретические знания, полученные студентами на лекциях, практических занятиях, и создают предпосылки для самостоятельного углубленного изучения дисциплины.

В результате выполнения лабораторных работ студенты должны научиться проводить инженерный анализ работы исследуемого устройства и приобрести навыки по выполнению основных технологических операций, настройки, регулировки РЭО, применения измерительных приборов общего и специального назначения.

Данные методические указания содержат только основные сведения для выполнения лабораторных работ первой части учебной дисциплины, посвященных исследованию аналоговых узлов и устройств приема радиосигналов.

Выполнение лабораторных работ предусматривает предварительную домашнюю подготовку, проведение экспериментальных исследований в лаборатории, обработку полученных результатов, составление отчета и защиту работы.

1. Подготовка к выполнению лабораторных работ

В процессе домашней подготовки следует изучить описание лабораторной работы, схему исследуемой установки, методику измерений, ознакомиться с правилами пользования измерительными приборами, необходимыми для выполнения данной работы, проработать соответствующие теоретические разделы курса, выполнить расчеты, предусмотренные описанием, заготовить форму для отчета с выделением места для экспериментальных графиков, таблиц, выводов. Результаты домашних расчетов должны быть сведены в таблицы, полученные функциональные зависимости представлены в виде графиков, выполненных непосредственно на листах отчета или на миллиметровой бумаге с указанием расчетных или экспериментальных точек.

2. Выполнение работы в лаборатории и обработка результатов

Перед выполнением очередной работы каждый студент представляет все материалы, подготовленные к проведению работы (расчеты, графики, схемы). Готовность студентов к занятиям проверяется преподавателем путем их опроса по контрольным вопросам или собеседования.

Перед началом выполнения работы в лаборатории преподаватель может дать индивидуальное задание исследовательского характера с учетом исходного уровня обученности студентов.

При выполнении лабораторных работ студенты обязаны строго выполнять правила техники безопасности.

Для предварительного ознакомления с характером экспериментальных зависимостей рекомендуется сначала без каких-либо записей при соблюдении всех требований, относящихся к эксперименту, произвести опыт, оценив общий ход зависимости и ее соответствие ожидаемой кривой. Затем следует снять необходимую зависимость, занеся наиболее характерные точки, описывающие ход кривой, в заготовленные таблицы и построить график. Расчеты, связанные с обработкой экспериментальных данных, выполняются в лаборатории в процессе работы с применением, при необходимости, современной вычислительной техники.

По полученным результатам следует сделать выводы, в которых особое внимание необходимо уделить объяснению возможных отличий экспериментальных данных от теоретических.

После окончания работы бригада представляет преподавателю экспериментальный материал в виде графиков, осциллограмм и других результатов, полученных после проведения работы.

Работа считается законченной после проверки и утверждения представленных материалов преподавателем.

По окончании работы студенты должны выключить все источники питания и приборы, участвовавшие в экспериментах, и сдать рабочее место дежурному лаборанту.

3. Составление отчета

Отчет по лабораторной работе составляется каждым студентом на стандартных листах писчей бумаги. Графики включаются в отчет. На графиках указываются размерности откладываемых по осям величин. На поле графика следует также указывать те величины, которые характеризуют условия эксперимента. Под каждым рисунком ставится его порядковый номер. Оформление отчета

должно удовлетворять требованиям ЕСКД.

Отчет по каждой лабораторной работе должен содержать:

- расчет элементов схемы, характеристик и их графики в соответствии с заданием;
- принципиальную схему исследуемого блока;
- экспериментальные данные, полученные в лаборатории, причем функциональные зависимости должны быть отображены в виде кривых;
- выводы.

4. Сдача отчета и защита результатов

Работа должна быть оформлена и защищена в течение времени, отводимого на ее выполнение. Как исключение, работа может быть сдана в начале следующего лабораторного занятия, либо в часы консультаций преподавателя.

Зачет по работе отмечается преподавателем в отчете и в журнале учета выполнения лабораторных работ. Отчет следует хранить до получения общего семестрового зачета, который выставляется при наличии зачетов по всем лабораторным работам.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1 «ИССЛЕДОВАНИЕ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ»

Целью работы является изучение схем входных цепей радиоприемных устройств, экспериментальное исследование свойств входных цепей, работающих на ненастроенную антенну, и приобретение навыков расчета их параметров, настройки и регулировки.

1. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Входной цепью называют часть схемы приемника, связывающую антенно-фидерную систему с входом первого каскада приемника. Первым каскадом может быть усилитель радиочастоты или смеситель.

Основным назначением входных цепей является передача полезного сигнала от антенны к входу первого активного элемента и предварительное выделение принимаемого полезного сигнала из всей совокупности сигналов, индуцируемых в антенной цепи.

Входная цепь обычно представляет собой пассивный четырехполюсник, включающий в себя резонансную систему и элементы связи. В зависимости от диапазона частот резонансная система выполняется на сосредоточенных или распределенных элементах и состоит из одного или нескольких колебательных контуров или резонаторов (коаксиальных, полосковых, объемных). Элементы связи обеспечивают связь антенной цепи с контуром (резонатором), а при нескольких резонансных элементах, связь между ними и первым каскадом приемника.

В диапазонных приемниках наибольшее распространение получили одноконтурные входные цепи. В профессиональных приемниках могут применяться двухконтурные и многоконтурные входные цепи.

На рис.1-3 приведены часто встречающиеся схемы одноконтурных входных цепей. Схемы отличаются способами связи входного контура с антенной.

На рис.1 приведена схема с трансформаторной связью между контуром входной цепи $L_k C_k$ и антенной А. В схеме на рис.2 использована емкостная связь входного контура с антенной. Если активным элементом будет биполярный транзистор, то может использоваться двойное неполное включение контура, рис.3. (Не часто, но находит применение комбинированная связь входной цепи с антенной, обычно это индуктивно-емкостная связь).

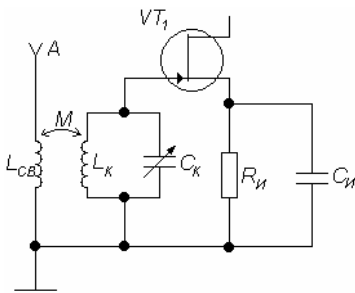


Рис. 1. Входная цепь с трансформаторной связью с антенной

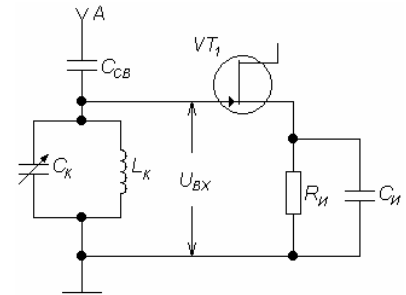


Рис. 2. Входная цепь с емкостной связью с антенной

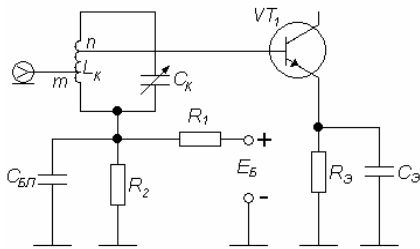


Рис.3. Входная цепь с автотрансформаторной связью с антенной

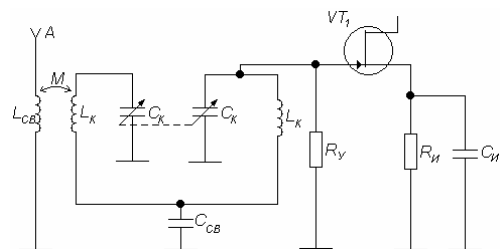


Рис.4. Входная цепь с двухконтурным полосовым фильтром

На рис.4 показана одна из часто применяемых схем двухконтурной входной цепи. Здесь связь первого контура с антенной - трансформаторная. Связь между контурами - внутриемкостная через конденсатор $C_{св}$. Активный прибор - полевой транзистор подключен полностью во второй контур.

Основными электрическими характеристиками входных цепей являются: коэффициент передачи напряжения (мощности), полоса пропускания, избирательность, диапазон рабочих частот.

Коэффициентом передачи входной цепи по напряжению называют отношение напряжения сигнала на входе первого активного элемента приемника $U_{вх}$ к величине ЭДС в антенне E_A , а в случае ферритовой антенны - к напряженности поля сигнала:

$$\dot{K} = U_{\text{ex}}^i / \dot{E}_A . \quad (1)$$

Коэффициент передачи напряжения на частоте настройки входной цепи f_0 называют резонансным коэффициентом передачи K_0

$$K_0 = U_{\text{ex}0} / E_A . \quad (2)$$

Полоса пропускания - ширина области частот, в пределах которой сохраняется допустимая неравномерность коэффициента передачи.

Избирательность - входных цепей определяет степень уменьшения коэффициента передачи напряжения при заданной расстройке по сравнению с резонансным значением $\sigma = k / k_0$.

Диапазон рабочих частот. Входная цепь должна обеспечить возможность настройки на любую частоту заданного диапазона приемника при удовлетворении требований, предъявляемых к изменению коэффициента передачи, полосы пропускания, избирательности. Коэффициентом перекрытия K_{nd} диапазона называют отношение максимальной частоты диапазона к минимальной:

$$K_{nd} = f_{\text{max}} / f_{\text{min}} . \quad (3)$$

Полный диапазон перестройки приемника обычно разбивают на ряд поддиапазонов. Находят применение два основных способа разбивки диапазона на поддиапазоны.

С постоянным частотным интервалом (рис.5). При этом

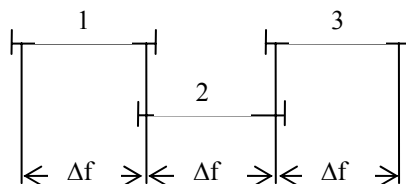


Рис.5.Разбивка на поддиапазоны
способе разность максимальной и минимальной частот у всех поддиапазонов одинакова

$$f_{i \text{ max}} - f_{i \text{ min}} = \Delta f .$$

Коэффициент перекрытия диапазона в этом случае с ростом частоты поддиапазона уменьшается

$$k_{нд} = f_{i\max} / f_{i\min} = \frac{f_{i\min} + \Delta f}{f_{i\min}} = 1 + \frac{\Delta f}{f_{i\min}}.$$

С постоянным коэффициентом перекрытия.

При этом способе коэффициенты перекрытия всех поддиапазонов одинаковы

$$K_{нд} = f_{i\max} / f_{i\min} = \frac{f_{i\min} + \Delta f}{f_{i\min}} = 1 + \Delta f / f_{i\min} = const.$$

Этот способ более экономичный, т.к. для перекрытия всего рабочего диапазона частот требуется меньшее число поддиапазонов.

Однако из $\Delta f = f_{i\max} - f_{i\min} = f_{i\min} k_{нд} - f_{i\min} = f_{i\min} (k_{нд} - 1)$ следует, что с увеличением частоты $f_{i\min}$ возрастает Δf , следовательно, возрастает плотность настройки.

В специальной аппаратуре обычно используется первый способ перекрытия рабочего диапазона частот, в аппаратуре широкого применения - второй.

Рассмотрим основные соотношения, используемые для расчета параметров входных цепей.

Эквивалентная емкость контура складывается из емкости органа настройки (обычно конденсатор переменной емкости или варикап) C , собственной емкости катушки контура C_L , емкости монтажа C_M , емкости подстроечного конденсатора C_{II} (при расчетах выбирается среднее значение), вносимой емкости со стороны электронного прибора C_{ex} , пересчитанной в контур через коэффициент трансформации (включения) n :

$$C_{э} = C + C_L + C_M + C_{II} + n^2 C_{ex}. \quad (4)$$

Для усилителей на биполярных транзисторах коэффициент трансформации n может быть определен из двух условий: из условия внесения в контур со стороны первого каскада усилителя емкости, составляющей не более 10-20% от минимальной начальной емкости контура

$$C_0 = C_{\text{Э min}} = C_{\text{min}} + C_L + C_M + C_{II},$$

где C_{min} - минимальная емкость органа настройки, то есть,

$$n \leq \sqrt{\frac{(0,1...0,2)C_0}{C_{\text{ax}}}}, \quad (5)$$

и из условия допустимого увеличения затухания контура

$$n \leq \sqrt{\frac{R_{\text{ax}}}{(1-\psi)\rho Q_k}}, \quad (6)$$

здесь R_{BX} - входное сопротивление каскада, подключенного к контуру входной цепи; ρ - характеристическое сопротивление контура на максимальной частоте; Q_k - конструктивная (собственная) добротность контура; ψ - коэффициент шунтирования контура электронным прибором. Для схем на полевых транзисторах (с общим истоком) в диапазонах ДВ, СВ и КВ $\psi = 0,8...0,9$. В остальных случаях $\psi = 0,5...0,8$. Из двух значений n следует выбирать меньшее.

Индуктивность контура входной цепи рассчитывается по формуле

$$L_K = \frac{1}{(2\pi)^2 \cdot f_{\text{max}}^2 \cdot C_{\text{Э min}}}, \quad (7)$$

где f_{max} - максимальная частота поддиапазона; $C_{\text{Э min}}$ - минимальная эквивалентная емкость.

При емкостной связи контура с антенной величина конденсатора связи C_{CB} определяется из двух условий:

$$C_{\text{CB}} \leq \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{max}}} \sqrt{\frac{C_A}{L_K \cdot Q_{\text{Э}} \cdot (q_C - 1)}}, \quad C_{\text{CB}} = \frac{C_A \cdot \Delta C}{C_A + \Delta C}, \quad (8)$$

где C_A - емкость антенны;

$q_C = \frac{C_A}{C_{A \text{ min}}}$ - коэффициент разброса емкости антенны;

$$\Delta C = 0,03 \sqrt{\frac{1}{f_{\text{max}}^3 \cdot L_K \cdot R_A \cdot q_R}}, \quad (9)$$

R_A - активное сопротивление антенны;

$q_R = R_A / R_{A\min} = R_{A\max} / R_A$ - коэффициент разброса сопротивления антенны.

Из двух полученных значений емкости связи C_{CB} следует взять меньше.

Величина полной емкости контура при этом с учетом влияния емкости антенны равна $C'_\Omega = C_\Omega + C'_A$,

где

$$C'_A = \frac{C_A \cdot C_{CB}}{C_A + C_{CB}}.$$

Резонансный коэффициент передачи напряжения входной цепью с емкостной связью определяется по формуле

$$k_0 = Q_\Omega \cdot n \cdot \frac{C'_A}{C'_\Omega}. \quad (10)$$

Степень расстройки антенной цепи относительно крайних частот поддиапазона при трансформаторной (индуктивной) связи в зависимости от способа настройки входной цепи, характеризуется

коэффициентом удлинения $k_{y\partial} = \frac{f_{\min}}{f_{0A}}$ или коэффициентом укорочения

$k_{yк} = \frac{f_{0A}}{f_{\max}}$, где f_{0A} - собственная резонансная частота антенной цепи.

Коэффициенты $k_{y\partial}$ или $k_{yк}$ выбираются в пределах от 1,25 до 3, но при этом необходимо следить за тем, чтобы резонансная частота антенной цепи f_{0A} не совпадала с частотами побочных каналов приема.

Индуктивность катушки связи для режимов удлинения или укорочения может быть подсчитана по формулам:

$$L_{CB}^{y\partial} = \left(k_{y\partial}^2 q_L q_C / 39,5 f_{\min}^2 C_A \right) - L_A;$$

$$L_{CB}^{yк} = \left(1 / 39,5 f_{\max}^2 k_{yк}^2 q_L q_C C_A \right) - L_A;$$

где q_L - коэффициент разброса индуктивности антенны.

Добротность катушки связи выбирается обычно из условия $Q_{св} = (0,3...0,4)Q_\Omega$. Тогда затухание антенной цепи определяется соотношением

$$d_A = \frac{(R_A + 2\pi \cdot f \cdot L_{CB} \cdot d_{CB}) \cdot q_R \cdot q_L}{2\pi \cdot f \cdot (L_{CB} + L_A)}, \quad (11)$$

где $f = f_{\min}$ - для режима удлинения; $f = f_{\max}$ - для режима укорочения, $d_{CB} = 1/Q_{CB}$.

При этом минимальное значение коэффициента связи, обеспечивающее оптимальную связь для согласования по мощности будет равно:

$$k_{CB}^{y0} = \sqrt{\frac{d_{\Delta}}{d_A} \left(1 - \frac{1}{k_{y0}^2}\right)}; \quad k_{CB}^{yk} = \sqrt{\frac{d_{\Delta}}{d_{\Phi}} (k_{yk}^2 - 1)}.$$

Коэффициент связи, с одной стороны, должен быть не больше того значения, при котором затухание контура увеличивается за счет реакции антенной цепи не более чем на (20-25)%, а коэффициент передачи по напряжению уменьшается не более чем на 25% от значения при оптимальной связи; при этом $k_{CB1} = 0,5k_{CB \min}$. С другой стороны, допустимый сдвиг резонансной частоты контура $\beta = \Delta f_0 / f_0$, вызываемый реактивной составляющей сопротивления антенной цепи, должен быть менее половины полосы пропускания, т.е. $\beta \leq 0,5d_{\Delta}$. Этому условию соответствует выражение

$$k_{CB2} = k_{y0}^2 \cdot \sqrt{\frac{\beta \cdot (k_{y0}^2 - 1) \cdot (k_{y0}^2 \cdot q_C^2 \cdot q_L^2 \cdot k_{nd}^2 - 1)}{q_L^2 \cdot q_C^2 \cdot k_{nd}^2 - 1}}. \quad (12)$$

При укороченной настройке в формуле для k_{CB2} нужно k_{y0} заменить на k_{yk} .

Выбирают меньшее значение k_{CB1} или k_{CB2} , однако коэффициент связи не должен быть больше конструктивно выполнимого (для многослойных катушек 0,5 - 0,6, а для однослойных 0,4 - 0,5).

Взаимная индукция между колебательным контуром и обмоткой связи определяется соотношением

$$M = k_{CB} \sqrt{L_K \cdot L_{CB}}.$$

Резонансные коэффициенты передачи входной цепи для режимов удлинения и укорочения могут быть найдены по формулам:

$$k_0^{y0} = K_{CB} Q_{\Delta} / (1 - f_{0A}^2 / f_0^2) \cdot \sqrt{L_k / L_{CB}}; \quad k_0^{yk} = K_{CB} Q_{\Delta} / (f_{0A}^2 / f_0^2 - 1) \cdot \sqrt{L_k / L_{CB}}, \quad (13)$$

где f_0 - частота настройки контура; $f_{0A} = 1/[2\pi\sqrt{(L_{CB} + L_A)C_A}]$ - собственная резонансная частота антенной цепи, соответствующая средним параметрам антенны.

При индуктивно-емкостной связи входной цепи с антенной рекомендуется выбирать $k_{y\partial} = 1,25..1,4$. Расчет производится в том же порядке, что и для схемы с индуктивной связью.

Дополнительно к этому определяется величина емкости связи

$$C_{CB} = C_{\partial\min} \frac{M}{L_{CB}} \cdot \frac{k_{n\partial}^2 - 1}{k_{n\partial}^2 (k_{y\partial}^2 - 1)}. \quad (14)$$

Коэффициент передачи равен

$$k_{0И-Е} = k_0^{y\partial} \left(1 + \frac{C_{CB} L_{CB}}{C_{\partial} M} \right). \quad (15)$$

Избирательные свойства одиночного резонансного контура оцениваются характеристикой избирательности («кривая избирательность»)

$$\sigma = \sqrt{1 + \xi^2} = \sqrt{1 + Q_{\partial}^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}, \quad (16)$$

где ξ – обобщенная расстройка контура;

$d_{\partial} = \frac{1}{Q_{\partial}}$ - эквивалентное затухание контура;

f - текущее значение частоты;

f_0 - резонансная частота контура.

Полоса пропускания одиночного контура по уровню 0,707 (-3дБ) оценивается выражением $\Pi_{0,707} = f_0 \cdot d_{\partial}$.

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Экспериментальная часть работы состоит в определении и сравнении характеристик входных цепей различного типа.

Лабораторная установка.

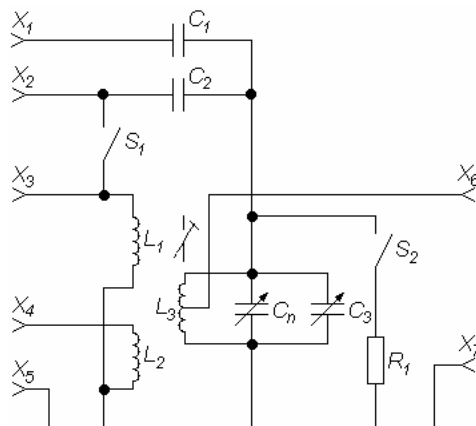


Рис.6.Схема лабораторной установки

На рис.6 показана схема лабораторной установки. Лабораторный макет позволяет исследовать три схемы входных цепей: схему с трансформаторной (индуктивной) связью антенны с колебательным контуром при использовании "удлиненной" (гнездо х3) и "укороченной" (гнездо х4) настроек входной цепи; схему с емкостной связью антенны с колебательным контуром (гнезда х1 и х2) и схему с индуктивно-емкостной связью антенны с колебательным контуром при "удлиненном" способе настройки антенной цепи (гнездо х2 или х3 при замкнутом переключателе S1).

Настройка колебательного контура **К** производится с помощью переменного конденсатора С3.

Гнезда х1 - х5 предназначены для подключения генератора высокой частоты (Г4-102, Г4-116 или им подобным), а гнезда х6, х7 - милливольтметра (В3-38, В3-58) или осциллографа (С1-49, С1-55).

Влияние сопротивления нагрузки на параметры входной цепи оцениваются при замыкании выключателя S2, при этом резистор R1 шунтирует контур входной цепи.

2.2 Домашнее задание

1.Рассчитайте коэффициент включения контура входной цепи к входу активного прибора.

2.Определите величины элементов связи контура с антенной для схем с емкостной и трансформаторной (индуктивной) связью.

3.Данные для расчета: $f_{\max} = 1600$ кГц; $f_{\min} = 520$ кГц; $Q_{Э} = 30$;

$L_A = 20$ мкГ; $C_A = 100$ пФ; $R_A = 10$ Ом; $q_C = q_L = q_R = 1,5$;

$C_{\max} = 500$ пФ; $C_{\min} = 12$ пФ; $R_{ВХ} = 2$ кОм; $C_n = 4 - 15$ пФ;

$C_M = 6$ пФ; $C_L = 12$ пФ; $C_{ВХ} = 40$ пФ.

2.3 Порядок выполнения работы

1. Определить экспериментально коэффициент перекрытия диапазона входной цепи.

Для этого подключить ко входу схемы (гнезда X2 и X5) генератор сигналов высокочастотный (ГСВ) с напряжением 0,1В, а к выходу (гнезда X6, X7) - осциллограф. Тумблеры S1 и S2 поставить в положение “Откл.”. Установив ручку конденсатора С3 в одно из крайних положений и перестраивая ГСВ в пределах от 450 до 2000кГц, определить частоту резонанса контура входной цепи. Установить ручку С3 в другое крайнее положение и повторить измерение. Определить коэффициент перекрытия диапазона входной цепи. Повторить измерения для остальных схем входной цепи. Объяснить разницу в получающихся цифрах.

2. Определить частоты настройки антенной цепи при трансформаторной связи.

Для этого подключить ГСВ к обмотке связи с “укороченной” настройкой (гнезда X4 и X5), установив на выходе ГСВ напряжение 0,1В. К выходу схемы (гнезда X6, X7) должен быть подключен милливольтметр. Поставить С3 в положение, при котором его емкость минимальна.

Генератор сигналов следует перестраивать в пределах от верхней частоты диапазона до частоты ~ 4500 кГц. Найти собственную резонансную частоту антенной цепи f_A и вычислить коэффициент укорочения.

Собственную резонансную частоту с “удлиненной” настройкой можно определить только при условии внесения в нее минимального затухания. Для этого подключить ГСВ к обмотке связи с “удлиненной” настройкой (гнезда X3, X5) и повторить измерения, перестраивая ГСВ от нижней частоты диапазона до частоты ~ 150 кГц. Найти резонансную частоту и вычислить коэффициент удлинения.

3. Снять зависимость резонансного коэффициента передачи напряжения от частоты при емкостной, индуктивной (с “удлиненной” и “укороченной” настройками антенной цепи) и индуктивно-емкостной связи с антенной.

Для этого соединить корпус ГСВ с гнездом X5. Подключая выход ГСВ поочередно к гнездам X1, X2, X3 (тумблер S1 разомкнут или замкнут), X4 и устанавливая ротор переменного конденсатора в одно из четырех положений, соответствующих примерно f_{max} , f_{min} и двум промежуточным значениям в рабочем диапазоне входной цепи, измерять величину напряжения при настройке контура в резонанс по милливольтметру, подключенному к гнездам X6, X7. Амплитуду высокочастотного напряжения на выходе ГСВ следует поддерживать постоянной (примерно на уровне 0,1В). Подстройку контура с помощью С3 необходимо производить при каждом измерении. Результаты измерений для исследуемых схем занести в табл. 2.1. Построить график $k_0 = \psi(f)$.

Таблица 2.1

$\Delta f, \text{кГц}$	
$U_{\text{вых}}, \text{В}$	
K_0	

4.Получить кривые избирательности при ненагруженном и нагруженном контуре входной цепи в начале и конце диапазона для схемы с емкостной связью.

Для этого высокочастотное напряжение соответствующей частоты с напряжением 0,1В подать на гнезда X2 и X5. Ручкой конденсатора С3 настроить контур в резонанс. Измерить напряжение на выходе схемы милливольтметром, подключенным к гнездам X6, X7. Расстраивая ГСВ относительно резонансной частоты контура, записывать величины расстроек и напряжений в табл. 2.2. Расстройки выбирать такими, чтобы полученные 7 - 9 точек достаточно полно описывали ход кривой. Построить графики $\sigma = \psi(\Delta f)$.

Таблица 2.2

$\Delta f, \text{кГц}$	
$U_{\text{вых}}, \text{В}$	
$\sigma = U_{\text{вых}0} / U_{\text{вых}}$	

5.Определить зависимость полосы пропускания и эквивалентной

добротности контура от частоты при емкостной связи с антенной.

Для этого ГСВ с выходным напряжением 0,1В должен быть подключен к гнездам Х2, Х5, а милливольтметр - к гнездам Х6, Х7. Установить ротор переменного конденсатора С3 в положение, соответствующее f_{max} . Изменяя частоту на входе ГСВ, найти положение, при котором напряжение на выходе схемы будет максимально. Отметить это значение. Затем изменить частоту ГСВ вверх и вниз от полученного значения до частот, при которых напряжение, фиксируемое милливольтметром, станет равным 0,707 от первоначального значения. Отметить эти частоты, разность их равна полосе пропускания входной цепи. Повторить измерения на частотах $0,3(f_{max} + 2f_{min})$, $0,3(2f_{max} + f_{min})$, f_{min} .

Данные занести в табл. 2.3. При измерениях, для повышения точности, следует пользоваться частотомером, подключенным ко второму выходу ГСВ.

Таблица 2.3

$f, \text{кГц}$	
$\Pi, \text{кГц}$	
$Q_{\text{э}}$	

Построить графики $\Pi_{0,707} = \psi(f)$, $Q_{\text{э}} = \psi(f)$.

6. Определить влияние величины емкости связи антенны с контуром на ширину полосы пропускания входной цепи и на величину расстройки контура со стороны антенны.

Для этого ГСВ с выходным напряжением 0,1В должен быть подключен к гнездам Х2 и Х5, а милливольтметр - к гнездам Х6, Х7. Установить на ГСВ частоту 600 кГц и настроить контур в резонанс. Определите полосу пропускания входной цепи, Затем, не изменяя положения ротора С3, подключить выход ГСВ к гнезду Х1. Определить, перестраивая ГСВ, частоту резонанса контура. Оценить смещение настройки. Найти полосу пропускания входной цепи. Сделать выводы.

Контрольные вопросы

1. Поясните назначение входной цепи.

2. Какими основными параметрами характеризуется работа входной цепи? Что они собой представляют?

3. Что такое коэффициент перекрытия диапазона входной цепи? От чего он зависит?

4. Каков характер и в чем состоят причины изменения резонансного коэффициента передачи входной цепи с "удлиненной" и "укороченной" настройкой антенного контура?

5. Каковы соображения при выборе величины емкости связи с антенной?

6. Что такое избирательность? Каким соотношением можно определить избирательность одноконтурной входной цепи?

7. Как изменяется избирательность и коэффициент передачи входной цепи при подключении нагрузки и почему?

8. При каких случаях используются ненастроенные и настроенные антенны?

9. На каких частотах диапазона избирательность входной цепи хуже и почему?

10. Какой следует выбирать собственную частоту антенной цепи при индуктивно-емкостной связи входной цепи с антенной?

11. Что такое коэффициент удлинения и коэффициент укорочения? Каковы соображения по их выбору?

12. Что такое полоса пропускания входной цепи? От чего она зависит?

13. Каковы особенности выполнения входных цепей декаметрового, метрового диапазонов?

14. Сравните варианты настройки входных цепей с помощью емкости и индуктивности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1986 - с.15, 36 - 53.

2. Радиоприемные устройства: Учебное пособие. Давыдов Ю.Т., Данич Ю.С. и др.; под ред. А.П. Жуковского. М.: Высшая школа, 1989. - с. 32-38.

3. Сергеев В.Г. Радиоприемные устройства: конспект лекций. М.: РИО МИИГА, 1983 - с. 35 - 52.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2 «ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОЧАСТОТЫ И ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА»

Целью работы является экспериментальное исследование характеристик усилителя радиочастоты (УРЧ) и усилителя промежуточной частоты (УПЧ) радиоприемного устройства, а также приобретение навыков расчета их параметров, настройки и регулировки.

1. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Усиление принимаемых радиосигналов в приемном устройстве осуществляется в его преселекторе, т.е. на радиочастоте, и после преобразователя частоты - на промежуточной частоте. Соответственно различают усилители радиочастоты (УРЧ) и усилители промежуточной частоты (УПЧ). В этих усилителях, вместе с усилением должна обеспечиваться частотная избирательность приемника. Для этого усилители содержат резонансные цепи: одиночные колебательные контуры, фильтры на связанных контурах, различные типы фильтров сосредоточенной избирательности. Усилители радиочастоты с переменной настройкой обычно выполняют с избирательной системой, аналогичной примененной во входной цепи приемника, чаще всего это одноконтурные избирательные цепи.

В усилителях промежуточной частоты находят применение сложные типы избирательных систем, обладающие АЧХ близкими к прямоугольным, такие, как электромеханические фильтры (ЭМФ), кварцевые фильтры (КФ), фильтры на поверхностных (объемных) акустических волнах (ПАВ, ПОВ) и др.

В большинстве современных приемников используют однокаскадные УРЧ. Реже, при высоких требованиях к избирательности и коэффициенту шума, УРЧ могут содержать до трех каскадов.

К числу основных электрических характеристик усилителей относятся:

1. *Резонансный коэффициент усиления напряжения* $k_0 = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$.

На сверхвысоких частотах (СВЧ) чаще применяют понятие коэффициента усиления по мощности $k_p = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}} = k_0^2 G_H / G_{\text{вх}}$, где $G_{\text{вх}}$ - активная составляющая входной проводимости усилителя; G_H - активная составляющая проводимости нагрузки.

2. *Частотная избирательность усилителя* показывает относительное уменьшение усиления при заданной расстройке $\sigma = k(\pm \Delta f) / k_0$.

Иногда избирательность характеризуют коэффициентом прямоугольности, например, $k_{П0,01} = \frac{\Pi_{0,01}}{\Pi_{0,707}}$.

3. Коэффициент шума определяет шумовые свойства усилителя.

4. Искажения сигнала в усилителе: амплитудно-частотные, фазовые, нелинейные.

5. Устойчивость работы усилителя определяется его способностью сохранять в процессе эксплуатации основные характеристики (обычно K_0 и АЧХ), а также отсутствие склонности к самовозбуждению.

На рис.1-3 приведены основные схемы УРЧ, а на рис.4 схема - УПЧ с фильтром сосредоточения избирательности (ФСИ) в виде электромеханического фильтра.

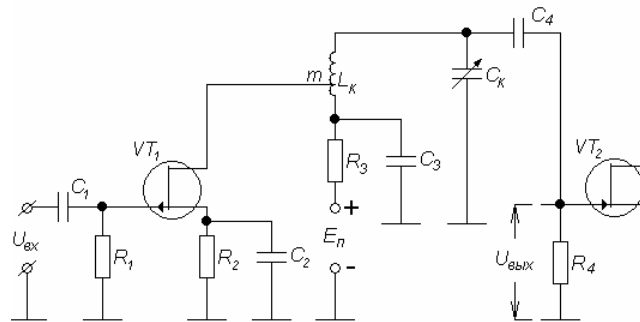


Рис.1. УРЧ на полевом транзисторе

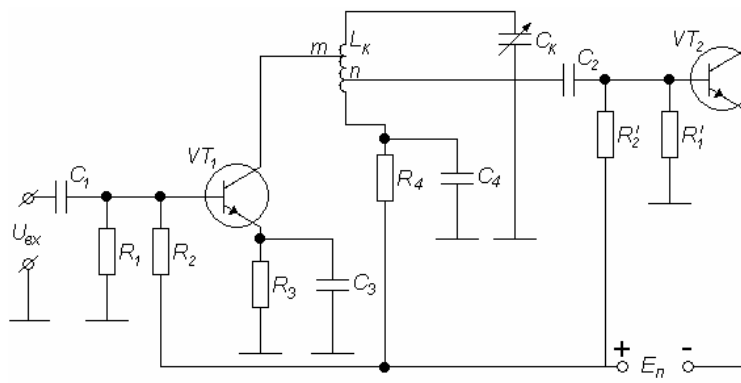


Рис.2. УРЧ на биполярном транзисторе

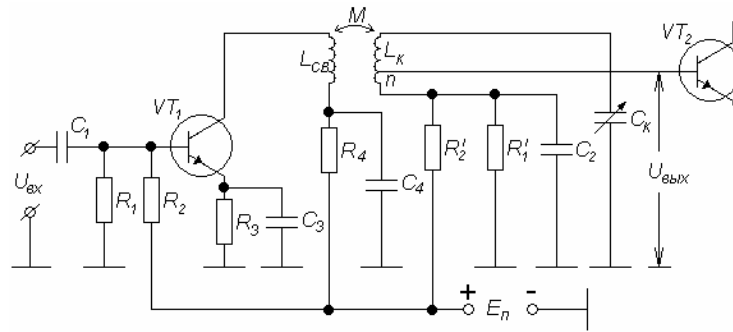


Рис.3. УРЧ с индуктивной связью с избирательной системой

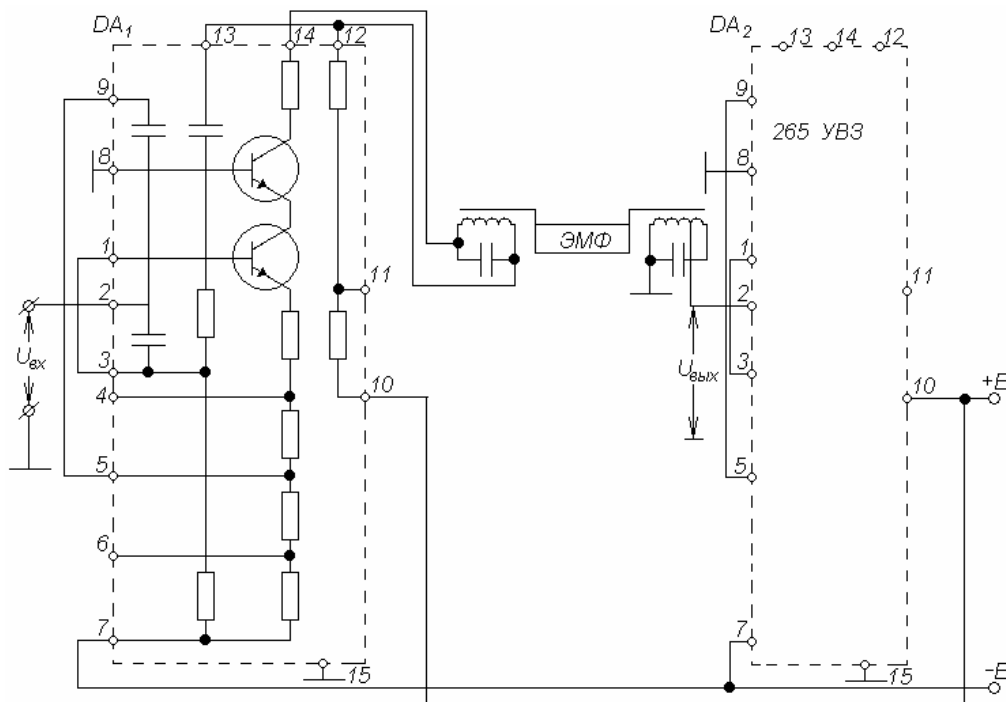


Рис.4. УПЧ с фильтром сосредоточенной избирательности

В усилителях радиочастоты и промежуточной частоты в основном применяют два варианта включения усилительного прибора: с общим эмиттером (общим истоком) и каскодной схемой включения транзисторов.

На рис.1 приведена схема усилителя на полевом транзисторе с общим истоком. В цепь стока включен колебательный контур $L_K C_K$. Контур настраивается конденсатором C_K (может применяться для настройки контура варикап или варикапная матрица).

В усилителе применено последовательное питание стока через фильтр $R3C3$. Напряжение смещения на затворе $VT1$ определяется падением

напряжения от тока истока на резисторе $R2$ $U_{3И} = U_{R2} = I_{И} R_2 = I_C R_2$. Резистор $R1$ является сопротивлением утечки транзистора $VT1$ и служит для передачи напряжения смещения на затвор транзистора.

На рис. 2 приведена аналогичная схема УРЧ на биполярном транзисторе. Здесь применено двойное неполное включение контура с транзисторами $VT1, VT2$, что позволяет обеспечить необходимое шунтирование контура со стороны выхода транзистора $VT1$ и со стороны входа транзистора $VT2$. Напряжение питания на коллектор транзистора подано через фильтр $R4C4$ и часть витков катушки контура L_K . Режим по постоянному току и температурная стабилизация обеспечивается с помощью резисторов $R1, R2$ и $R3$. Емкость $C2$ устраняет отрицательную обратную связь по переменному току.

На рис. 3 показана схема с трансформаторной связью контура с коллектором транзистора и автотрансформаторной связью со входом следующего каскада. Обычно, в этом случае, применяют, "удлиненную" настройку контура (см. лаб. работу №1).

На рис. 4 представлена схема каскада УПЧ с ФСИ, выполненного на микросхеме 265 УВЗ. Микросхема представляет собой каскодный усилитель ОЭ - ОБ.

Усилители промежуточной частоты обеспечивают основное усиление и селективность приемника по соседнему каналу. Их важной особенностью является то, что они работают на фиксированной промежуточной частоте и имеют большое усиление, порядка $10^4 \dots 10^6$.

При использовании различных типов ФСИ требуемое усиление УПЧ достигается применением широкополосных каскадов.

Общим для всех схем является двойное неполное включение избирательной системы. (Полное включение можно рассматривать как частный случай, когда коэффициенты трансформации m и n равны единице). Поэтому для анализа можно использовать одну обобщенную эквивалентную схему замещения усилителя (рис.5).

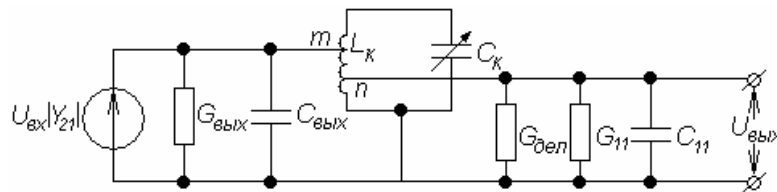


Рис.5. Обобщенная эквивалентная схема резонансного усилителя

На схеме транзистор со стороны выхода заменен эквивалентным генератором тока с параметрами $G_{22} (G_{вых}, G_i)$, $C_{22} (C_{вых}, C_{КЭ})$ и током $U_{вх} |Y_{21}|$, а со стороны входа следующего каскада проводимостью $G_{11} (G_{вх})$, $C_{11} (C_{вх})$. Резистор утечки $R4$ (рис.1) или делитель $R_1 R_2$ (рис.2) заменены

проводимостью $G_{дел}$ ($G_{дел} = \frac{1}{R_4}$ или $G_{дел} = \frac{(R_1' + R_2')}{R_1' \cdot R_2'}$).

Обычно сумму проводимостей $G_{дел} + G_{11}$ считают проводимостью нагрузки G_H , т.е. $G_H = G_{дел} + G_{11}$.

Анализ эквивалентной схемы позволяет получить все расчетные соотношения для определения характеристик каскада [1].

Так, комплексный коэффициент усиления каскада определяется выражением

$$k = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -\frac{m \cdot n \cdot \dot{Y}_{21}}{(1 + j\xi)G_{\mathcal{C}}}, \quad (1)$$

где $G_{\mathcal{C}} = G_0 + m^2 G_{22} + n^2 G_H$ - эквивалентная резонансная проводимость контура;

$\xi = Q_{\mathcal{C}} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{d_{\mathcal{C}}} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$ - обобщенная расстройка контура.

Из данного соотношения легко определить модуль коэффициента усиления

$$k = m \cdot n \cdot |Y_{21}| \cdot \frac{R_{\mathcal{C}}}{\sqrt{1 + \xi^2}} \quad (2)$$

и резонансный коэффициент усиления каскада УРЧ

$$k_0 = m \cdot n \cdot |Y_{21}| \cdot R_{\mathcal{C}} = \frac{m \cdot n \cdot |Y_{21}|}{G_0 + m^2 G_{22} + n^2 G_H} = m \cdot n \cdot |Y_{21}| \cdot \rho \cdot Q_{\mathcal{C}}. \quad (3)$$

Резонансный коэффициент усиления достигает своего максимального значения при одинаковом шунтировании контура со стороны выхода активного прибора и со стороны нагрузки (входа следующего каскада), т.е. когда

$$m^2 G_{22} = n^2 G_H. \quad (4)$$

Приведенные соотношения позволяют получить уравнение резонансной кривой усилителя. Так, при малых расстройках, $k_0/k = 1/\gamma = \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_0 d_{\mathcal{C}}} \right)^2}$.

Откуда, полоса пропускания УРЧ по уровню 0,707 (- 3дБ) равна

$$\Pi_{0,707} = f_0 / Q_{\mathcal{C}} = f_0 \cdot d_{\mathcal{C}} = f_0 \rho / R_{\mathcal{C}} = f_0 \cdot \rho \cdot G_{\mathcal{C}}. \quad (5)$$

Резонансный коэффициент усиления одноконтурного каскада УПЧ такой же, как и у одноконтурного УРЧ

$$k_{01} = m \cdot n \cdot |Y_{21}| \cdot R_{\mathcal{C}} = m \cdot n \cdot |Y_{21}| \cdot \rho \cdot Q_{\mathcal{C}}. \quad (6)$$

Для УПЧ с двухконтурным полосовым фильтром резонансный коэффициент усиления каскада определяется выражением

$$k_{02} = m \cdot n \cdot |Y_{21}| \cdot R_{\Omega} \frac{\beta}{\beta^2 + 1} = m \cdot n \cdot |Y_{21}| \cdot \rho \cdot Q_{\Omega} \frac{\beta}{\beta^2 + 1}, \quad (7)$$

где $\beta = k_{ce} \cdot Q_{\Omega}$ - фактор связи между контурами, а k_{ce} - коэффициент связи между контурами.

Коэффициент усиления (по напряжению) УПЧ с любым ФСИ при согласовании фильтра на входе и выходе может быть рассчитан по формуле

$$k_{0\text{ФСИ}} = 0,5 \cdot m \cdot n \cdot |Y_{21}| \sqrt{\rho_{ex} \cdot \rho_{вых}} \cdot k_{\phi}. \quad (8)$$

Здесь $\rho_{ex}, \rho_{вых}$ - характеристические (волновые) сопротивления ФСИ по входу и выходу соответственно;

k_{ϕ} - коэффициент передачи фильтра в полосе прозрачности (пропускания).

В том случае, если известно затухание фильтра в полосе прозрачности L_{ϕ} в децибелах, то

$$k_{0\text{ФСИ}} = 0,5 \cdot m \cdot n \cdot |Y_{21}| \sqrt{\rho_{ex} \cdot \rho_{вых}} \cdot 10^{\frac{L_{\phi}}{20}}. \quad (9)$$

Коэффициенты включения m и n вычисляются из условия согласования фильтра на входе и выходе

$$m = \frac{1}{\sqrt{\rho_{ex} \cdot G_{22}}}, \quad n = \frac{1}{\sqrt{\rho_{вых} \cdot G_{11}}}.$$

Резонансная характеристика каскада УПЧ с ФСИ полностью определяется кривой изменения коэффициента передачи ФСИ от частоты. Отдельные точки резонансной кривой ФСИ задаются в справочниках.

Коэффициент усиления избирательного усилителя не должен превышать величины коэффициента устойчивого усиления $K_{уст}$. В общем случае, $K_{уст}$ можно оценить из выражения

$$k_{уст} \cong (0,35 \dots 0,42) \sqrt{\frac{|Y_{21}|}{|Y_{12}|}}. \quad (10)$$

Если в качестве усилительного элемента используется каскодная схема, то необходимо подставить соответствующие значения проводимостей для каскодной схемы, например, для схемы ОЭ – ОБ

$$k_{уст} \cong (0,35...0,42) |Y_{21}| \sqrt{\frac{1}{|Y_{12}| \cdot |Y_{22}|}} \quad (11)$$

В случае использования полевых транзисторов активной составляющей проводимости Y_{12} можно пренебречь и

$$k_{уст} \cong (0,35...0,42) \sqrt{\frac{|Y_{21}|}{\omega \cdot C_{12}}} \quad (12)$$

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

В экспериментальной части работы изучаются свойства УРЧ и УПЧ с различными типами избирательных систем.

2.1 Лабораторная установка

Схема исследуемого усилителя радиочастоты показана на рис.6

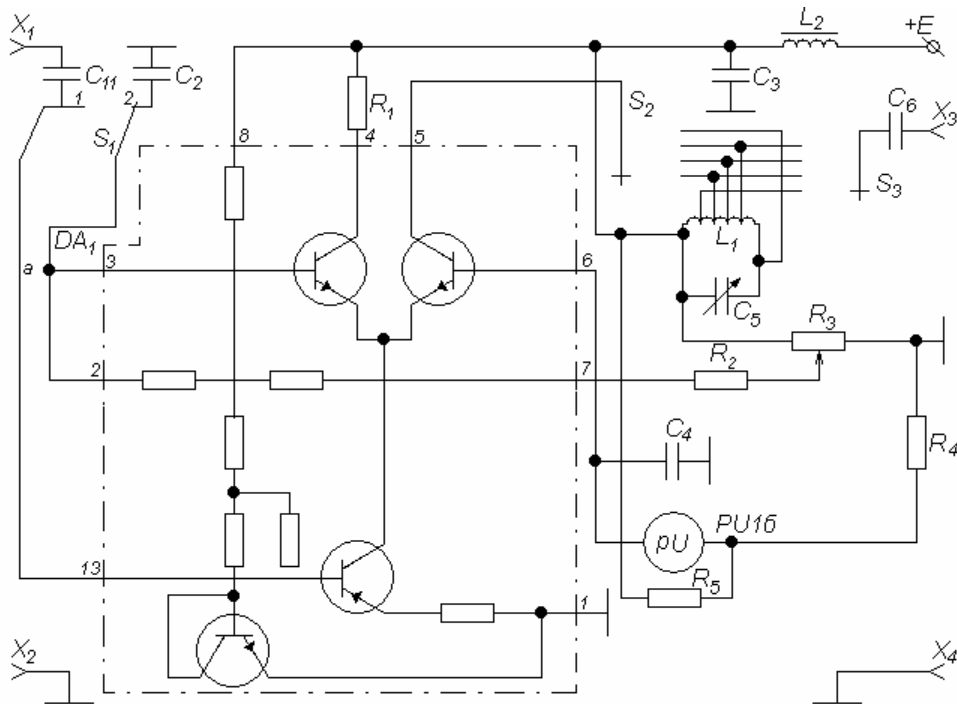


Рис. 6. Схема УРЧ лабораторной установки

УРЧ представляет собой однокаскадный дифференциальный усилитель на микросхеме ДА1 типа 175УВ2 с цепью частотной селекции на выходе. Усилитель состоит из дифференциального каскада (пара верхних по схеме

транзисторов) и токопитающего транзистора, выполняющего роль генератора стабильного тока для эмиттерной цепи дифференциального каскада. Входной сигнал может подаваться симметрично между базами дифференциальных транзисторов или несимметрично на одну из баз этих транзисторов относительно общего провода. При несимметричном включении сигнала упрощаются цепи межкаскадной связи, и появляется возможность использования второго транзистора дифференциального каскада для подачи на схему дополнительных сигналов, например, управляющего напряжения АРУ. Именно так построена схема в макете.

Переключатель S1 позволяет исследовать УРЧ при подаче входного сигнала либо на дифференциальный каскад, либо на токопитающий транзистор. Переключатели S2 и S3 служат для изменения коэффициента связи колебательного контура с выходным транзистором и с входом следующего каскада, который в макете имитируется сопротивлением нагрузки. Нагрузка подключена несимметрично, т.е. к одному из коллекторов дифференциального каскада. На практике часто используется и симметричное включение нагрузки между коллекторами выходных транзисторов.

Другой вариант макета УРЧ выполнен на МС 219 или 235 серии, в этом случае каскад УРЧ выполнен по каскадной схеме ОЭ-ОБ.

Усилитель промежуточной частоты собран по схеме, показанной на рис.7.

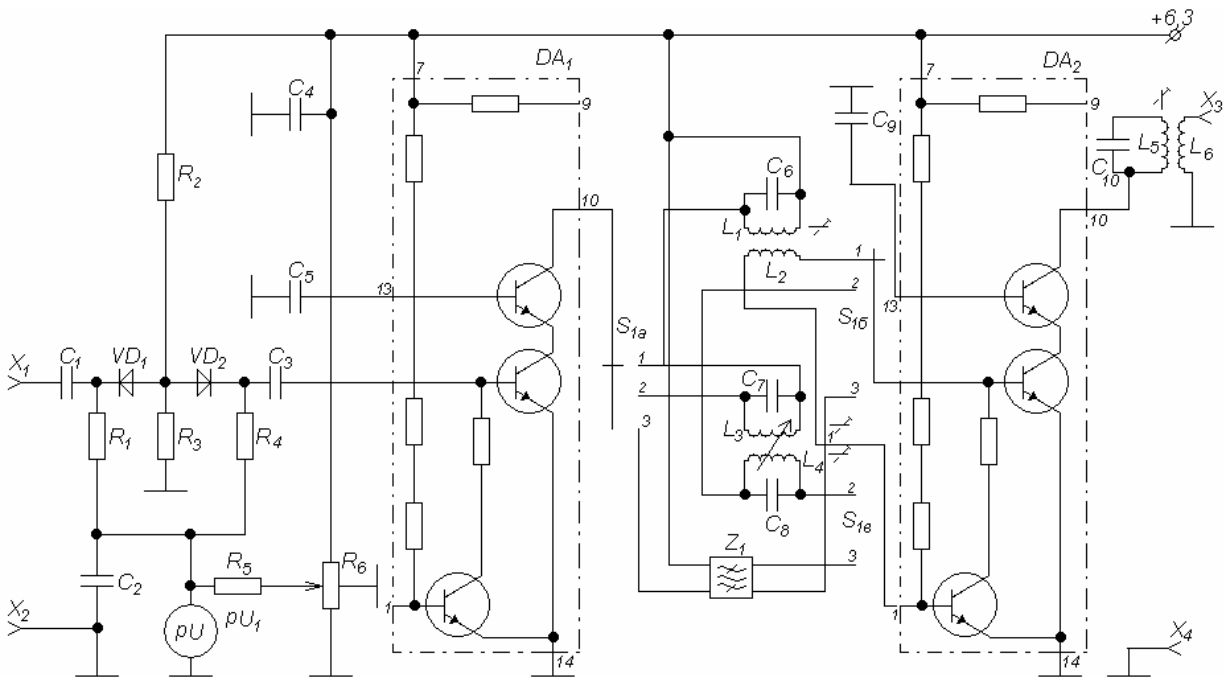


Рис.7. Схема УРЧ лабораторной установки

Схема включает регулируемый аттенюатор, основанный на изменении сопротивления диодов VD1, VD2 под действием управляющего напряжения, двухкаскадный УПЧ на микросхемах DA1, DA2 (типа 118УС2), в цепь межкаскадной связи которого включаются одноконтурный, полосовой или электромеханический фильтры. Управляющее напряжение на диоды VD1, VD2, входящие в систему аттенюатора, подается с потенциометра R6 через резисторы R1, R4, R5. Отпирающее напряжение на диоды поступает с делителя напряжения R2, R3. Микросхемы DA1, DA2 представляют собой каскадные усилители широкого применения. В них пара верхних по схеме транзисторов включена каскодно, а нижний транзистор служит для термокомпенсации выходного тока и может быть использован для суммирования противофазных напряжений, как это сделано во втором каскаде, собранном на микросхеме DA2. Этот каскад позволяет устранить влияние измерительных приборов на форму резонансной кривой УПЧ. Его контур L5, C10 имеет широкую полосу пропускания. Выбор элементов межкаскадной связи осуществляется переключением S1. Величина связи между контурами полосового фильтра может изменяться за счет изменения емкости связи. Нагрузкой выходного каскада служит одноконтурный фильтр L5, C10, с обмотки связи которого L6 сигнал подается на выход схемы.

Другой вариант макета УПЧ собран на специализированной МС 235УР3. Микросхема предназначена для реализации усилителей промежуточной частоты связанных РПУ с $k_U=400$ и с эффективной глубиной регулировки по цепи АРУ. Внешние избирательные системы данного макета УПЧ, такие же, как и в первом случае.

2.2 Домашнее задание

1. Вычислить резонансный коэффициент и полосу пропускания каскада УРЧ на биполярных транзисторах, рис.2.

2. Исходные данные для расчета УРЧ;

$f_{max} = 1600$ кГц; $f_{min} = 520$ кГц; $Q_3 = 30...40$; $C_{kmax} = 495$ пФ; $C_{kmin} = 11$ пФ;
 $C_L = (9...10)$ пФ; $C_M = (5...8)$ пФ; $G_{11} = 0,5$ мСм; $C_{11} = (40...50)$ пФ; $G_{22} = 0,05$ мСм; $C_{кЭ} = 12$ пФ; $R_1 = 12$ кОм; $R'_2 = 33$ кОм; $|Y_{21}| = 25$ мСм; $|Y_{12}| = 0,25$ мСм.

3. Рассчитать резонансный коэффициент усиления однокаскадного УПЧ, собранного по одноконтурной схеме, схеме со связанными контурами и схеме с ФСИ (ЭМФДП9-500-6,0-С).

4 Исходные данные для расчета УПЧ:

Для одноконтурного фильтра $m = 0,8$; $n = 0,25$.

Для двухконтурного фильтра $m = 1,0$; $n = 0,2$; $\beta = 1$.

$|Y_{21}| = 12,5$ мСм, $G_{11} = 1$ мСм, $G_{22} = 20 \times 10^{-3}$ мСм, $p_{ex} = 10$ кОм, $p_{вых} = 1$ кОм, $L_{\phi} = (6 \dots 8)$ дБ, $f_{пр} = 500$ кГц. Полоса пропускания ЭМФ - (6000 ± 300) Гц.

2.3 Порядок выполнения работы

1. Снять амплитудную характеристику УРЧ для схем с подачей сигнала на дифференциальный каскад и на токопитающий транзистор. Определить коэффициенты усиления схем в указанных режимах работы.

Для этого вход установки (гнезда X1 и X2) соединить с генератором сигналов высокочастотным (ГСВ), а выход (гнезда X3, X4) - с милливольтметром (рис. 6). Переключатель S2 установить в положение 1, S3 - в положение 2, а S1 - в положение 1. Включить тумблер "питание". Ручкой переменного резистора R3 на вольтметре PUI установить напряжение $U = 0$ В. При этом напряжении, как показывают результаты измерений, $U_{cm} = 0$ и токи, протекающие через транзисторы дифференциальной пары, примерно равны. Изменяя амплитуду входного немодулированного напряжения, поступающего с ГСВ от 0 до (0,05 - 0,1) В (не более), снять зависимость выходного напряжения от входного. Измерения производить на верхней частоте диапазона, при которой емкости конденсатора C5 минимальна. Контур L1C5 должен быть настроен в резонанс за счет подстройки частоты ГСВ.

Повторить измерения, переведя тумблер S1 в положение 2, что соответствует подаче сигнала на токопитающий транзистор. Результаты измерений занесите в табл. 2.1. Указать частоту, на которой производились измерения. Построить график $U_{вых} = \psi(U_{вх})$.

Таблица 2.1

$U_{вх}, мВ$	1	2	4	8	10	15	20	25	30	35	40	45	50
$U_{вых}, В$													
K_0													

2. Снять зависимость резонансного коэффициента усиления УРЧ от частоты при подаче сигнала на дифференциальный каскад и на токопитающий транзистор.

Для этого, не изменяя положения S2, S3, R3 и подключения измерительных приборов, перевести S1 в положение 1 и подать на вход

установки от ГСВ немодулированное напряжение $U \cong 20 мВ$. Поддерживая неизменным это напряжение и изменяя частоту ГСВ от минимальной частоты диапазона до максимальной, снять зависимость резонансного коэффициента усиления УРЧ от частоты. При изменении частоты ГСВ контур *LIC5* необходимо каждый раз настраивать в резонанс. Частоты, на которых производится измерение, рекомендуется выбирать равными

$$f_{\max}, 0,3(2f_{\max} + f_{\min}), f_{\min}, 0,3(f_{\max} + 2f_{\min}).$$

Перевести тумблер *S1* в положение 2 и повторить измерения. Результаты измерений занести в табл.2.2. Построить графики.

Таблица 2.2

$f, кГц$	
$U_{\text{вых}}, В$	
K_0	

3. Измерить резонансный коэффициент усиления УПЧ с одноконтурным, двухконтурным полосовым (при факторе связи $\beta \approx 0,5; \beta \approx 1,0; \beta \approx 2$) и электромеханическими фильтрами в цепи межкаскадной связи.

Для этого генератор сигналов высокочастотный (ГСВ) с немодулированным выходным напряжением $U = (1-5) мВ$ на частоте $f_{np}^* \approx 500 кГц$ (f_{np}^* – точное значение промежуточной частоты макета следует уточнить, подстраивая генератор ВЧ) подключить к гнездам X1, X2, а милливольтметр - к гнездам X3, X4 (рис.7). Установить переключатель S1 в положение 1. Включить тумблер "Сеть". Ручкой переменного резистора R6 установить на вольтметре *PUI* нулевое напряжение. Подстраивая в небольших пределах частоту ГСВ, добиться максимума показаний на милливольтметре. Записать это показание. Для измерения частоты ко второму выходу ГСВ следует подключить частотомер. Перевести переключатель S1 в положение 2. Замерить выходное напряжение на резонансной частоте при трех значениях коэффициента связи между контурами. Записать величины полученных напряжений. Перевести переключатель S1 в положение 3. Настроить ГСВ на 500кГц, добиться максимума выходного напряжения. Записать показания милливольтметра. Полученные результаты свести в табл.2.3.

Таблица 2.3

Схема	Одноконтурная	Полосовой фильтр			ЭМФ
		$\beta = 0,5$	$\beta = 1$	$\beta = 2$	
К ₀					

4. Снять резонансные характеристики исследуемых схем УПЧ.

Для этого, не меняя величины выходного напряжения ГСВ и положения переменного резистора R6, перевести S1 в положение 1. Снять резонансную характеристику. Расстройки относительно резонансной частоты следует выбирать такими, чтобы получить 7-9 точек, достаточно полно описывающих ход кривой. Полученные данные занести в табл. 2.4.

Таблица 2.4

$\Delta f, \text{кГц}$	
$U_{\text{вых}}, \text{В}$	
K(f)	

Повторить измерения для других схем, переводя переключатель S1 в положение 2 и 3 и пользуясь переключателем установки величины связи между контурами полосового фильтра ($\beta \approx 0,5; \beta \approx 1; \beta \approx 2$). Построить графики $k = \psi(\Delta f)$.

5. Снять зависимости коэффициентов усиления K_0 УРЧ и УПЧ от величины регулирующего напряжения.

Величину регулирующего напряжения следует изменять от 0 до 4В. В качестве вольтметра использовать измерительный прибор, находящийся на макете. Вся шкала прибора соответствует напряжению равному 5-ти вольтам. Величину входного ВЧ сигнала следует поддерживать постоянной (примерно 10...20мВ). Полученные данные свести в табл.2.5 для УРЧ и в аналогичную ей табл.2.6 для УПЧ. Построить графики $k_{0\text{УРЧ}} = f(U_p)$ и $k_{0\text{УПЧ}} = f(U_p)$.

Таблица 2.5

$U_{p,B}$	0	0.5	1.0	1.5	2.0	2.1	2.3	2.5	2.7	3.0	3.5	4.0
$U_{вых,B}$												
K_0												

Таблица 2.6

$U_{p,B}$	0	0.5	1.0	1.5	2.0	2.1	2.3	2.5	2.7	3.0	3.5	4.0
$U_{вых,B}$												
K_0												

Контрольные вопросы

1. Поясните назначение УРЧ, УПЧ.
2. Дайте определение основным качественным характеристикам УРЧ, УПЧ.
3. Какие типы избирательных систем применяются в УРЧ, УПЧ?
4. Нарисуйте схему одного каскада УРЧ, УПЧ на биполярном, полевом транзисторе.
5. Из каких условий выбирают коэффициенты включения избирательной системы к входу и выходу активных приборов?
6. От чего зависит резонансный коэффициент усиления УРЧ, УПЧ?
7. Какими мерами можно обеспечить требуемую полосу пропускания УРЧ, УПЧ?
8. В чем заключается преимущество использования фильтров сосредоточенной избирательности в УПЧ?
9. В каких случаях используют каскодные схемы включения активных приборов?
10. Поясните зависимость коэффициента усиления УРЧ в рабочем диапазоне приемника.
11. Как определить максимальный коэффициент усиления УРЧ, УПЧ?
12. Когда в УПЧ могут быть использованы апериодические усилители?
13. Сравните схемы УРЧ, УПЧ на биполярных и полевых транзисторах.
14. Каковы особенности применения дифференциального усилителя в схемах УРЧ, УПЧ?

ЛИТЕРАТУРА

1. Буга Н.И., Фалько А.И., Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1986.- С.59-75; 80-91
2. Радиоприемные устройства: Учебное пособие./Давыдов Ю.Т., Данич Ю.С. и др./ Под ред. А.П.Жуковского. М.: Высшая школа, 1989.-С.38-47; 57-75.
3. Функциональные устройства на интегральных микросхемах дифференциального усилителя. /Под ред. В.З. Найдерова. М.: Сов. радио, 1977.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3 «ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ»

Цель работы состоит в ознакомлении со схемами преобразователей частоты приемных устройств, в изучении свойств преобразователя частоты с отдельным гетеродином, в приобретении навыков по расчету параметров и измерению его основных характеристик.

1. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Преобразователем частоты называют устройство, осуществляющее перенос спектра радиосигнала из одной области частот в другую. Так как сигнал несет в себе полезную информацию, заключенную в одном или нескольких его параметрах, то в процессе преобразования частоты эта информация должна сохраняться. Естественно, что в реальных условиях всегда имеют место искажения информации, которые не должны превосходить некоторых допустимых значений.

Этим условиям наиболее полно соответствует принцип гетеродинного преобразования частоты (рис.1).

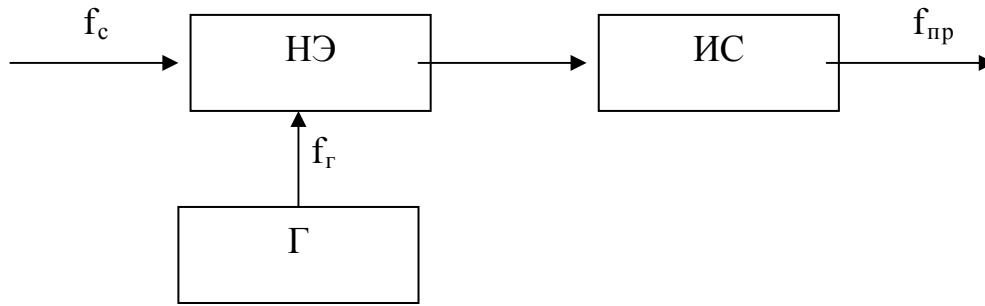


Рис.1. Гетеродинный преобразователь частоты

В таком преобразователе частоты сигнал и колебания маломощного вспомогательного генератора, называемого гетеродином (Г), одновременно воздействуют на нелинейный элемент (НЭ) (или на элемент с переменным параметром).

В результате на выходе нелинейного элемента (часто называемого смесителем – См) появляется множество комбинационных составляющих токов/напряжений с частотами:

$$f_k = |\pm n f_r \pm m f_c|, \quad (1)$$

где $n = m = 0, 1, 2, \dots$

Одна из этих комбинационных частот используется в качестве новой несущей частоты выходного сигнала. Эта частота называется промежуточной частотой ($f_{пр}$). Для её выделения в качестве нагрузки смесителя используют различные типы избирательных систем (ИС).

С точки зрения минимизации искажений информации при преобразовании частоты и улучшения избирательности при наличии мешающих сигналов, преобразователь частоты для сигнала должен быть линейным, т.е. в нем не должны порождаться гармоники частоты сигнала ($m=1$). Это условие может выполняться достаточно точно, если сигнал является «малым». При этом его размах захватывает лишь небольшой участок характеристики преобразовательного элемента и её можно считать для напряжения сигнала линейной на этом участке.

По отношению к колебаниям гетеродина нелинейность преобразовательного элемента должна проявлять себя возможно сильнее. Обычно это приводит к необходимости иметь значительную амплитуду гетеродинного напряжения. Таким образом, в подавляющем большинстве случаев выполняется условие:

$$U_c(t) \ll U_r(t).$$

До тех пор, пока выполняется это неравенство, свойства преобразователя частоты не зависят от амплитуды сигнала, а определяются свойствами преобразовательного элемента, амплитудной гетеродинного напряжения и стабильностью его колебаний.

Роль нелинейных или параметрических элементов в современных преобразователях частоты выполняют биполярные и полевые транзисторы, микросхемы, диоды.

В качестве избирательной системы используются одиночные колебательные контуры, двухконтурные фильтры и фильтры сосредоточенной избирательности различного вида.

Преобразователь частоты характеризуется рядом *качественных показателей*, основные из которых следующие:

– коэффициент преобразования (K_n), являющийся отношением комплексных амплитуд напряжения промежуточной частоты \dot{U}_n и частоты сигнала $\dot{U}_c: \dot{K}_n = \dot{U}_n / \dot{U}_c$;

– входное сопротивление $\dot{Z}_{вх} = \dot{U}_c / \dot{I}_c$;

– выходное сопротивление $\dot{Z}_{вых} = \dot{U}_n / \dot{I}_n$.

Несмотря на большое разнообразие используемых нелинейных элементов и избирательных систем, возможно построение единой теории для описания основных процессов, происходящих в любом преобразователе частоты. Эта теория носит название общей теории преобразования частоты. Она построена в предположении «малости» сигнала $\dot{U}_c \ll \dot{U}_T$ и безынерционности преобразовательного элемента.

В общем случае смеситель любого преобразователя частоты рассматривают как нелинейный шестиполюсник (рис. 2), на выходе которого включена избирательная нагрузка \dot{Z}_H , настроенная на выбранное значение промежуточной частоты.

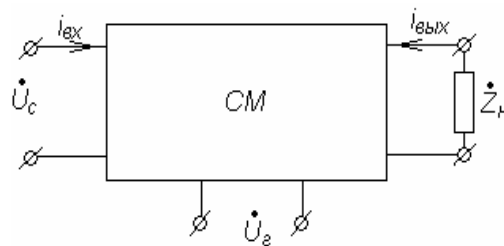


Рис. 2. Смеситель преобразователя частоты как нелинейный шестиполюсник

Для безынерционного преобразовательного элемента выходной ток в каждый момент времени определяется мгновенными значениями напряжений:

$$U_C(t), U_n(t), U_\Gamma(t), \text{ и} \\ i_{\text{вых}} = f(U_C, U_n, U_\Gamma).$$

Так как амплитуды напряжений \dot{U}_c и \dot{U}_n малы по сравнению с амплитудой напряжения гетеродина, то выражения для $i_{\text{вых}}$ можно разложить в двойной ряд Тейлора в точке, задаваемой мгновенными значениями напряжения $U_\Gamma(t)$.

Такой подход позволяет представить преобразующий элемент совместно с гетеродином в виде квазилинейного четырехполюсника, характеризуемого четырьмя Y – параметрами, преобразовательными параметрами [1,3].

$$\dot{I}_n = 0,5G_{21}\dot{U}_c + G_{22}\dot{U}_n \quad (2)$$

$$\dot{I}_c = 0,5G_{12}\dot{U}_n + G_{11}\dot{U}_c, \quad (3)$$

где $\dot{I}_0, G_{21_0}, G_{22_0}$ – постоянные составляющие выходного тока, крутизны и выходной проводимости;

$\dot{I}_n, G_{21_n}, G_{22_n}$ - амплитуды "n"-х гармоник этих же величин.

Приведенные уравнения полностью описывают поведение преобразователя частоты как линейного четырехполюсника с характеристическими параметрами короткого замыкания:

- крутизной преобразователя $S_n = \left. \dot{I}_n \right| / \left. \dot{U}_c \right|_{\dot{U}_n=0} = 0,5G_{21_n}$;
- внутренней проводимостью $G_{in} = \left. \dot{I}_n \right| / \left. \dot{U}_\Gamma \right|_{\dot{U}_c=0} = G_{22_0}$;
- крутизной обратного преобразования $S_{\text{обр}} = \left. \dot{I}_c \right| / \left. \dot{U}_n \right|_{\dot{U}_c=0} = 0,5G_{12_n}$;
- входной проводимостью преобразователя $G_{11_n} = \left. \dot{I}_c \right| / \left. \dot{U}_c \right|_{\dot{U}_n=0} = G_{11_0}$.

Таким образом, в первом приближении можно считать, что преобразователь частоты осуществляет математическую операцию перемножения напряжений сигнала и гетеродина. Эквивалентные схемы преобразовательного и усилительного каскада одинаковы. Отличие состоит только в значении параметров. В случае, если можно пренебречь обратным преобразованием частоты, то

$$\dot{Y}_{вх} = \dot{Y}_{11П}, \dot{Y}_{вых} = \dot{Y}_{22П} \text{ и } I_n = \dot{S}_n \dot{U}_c .$$

Крутизна преобразования \dot{S}_n является важнейшим параметром преобразователя частоты, определяющим эффективность его работы. В практически важных случаях все операции по вычислению \dot{S}_n , с достаточной для инженерной практики точностью, могут быть выполнены аналитически.

При этом применяют различные способы аппроксимации зависимости крутизны активного прибора от напряжения гетеродина [3]. В частности, при линейной аппроксимации зависимости крутизны активного прибора от напряжения гетеродина, получены следующие расчетные соотношения:

$$\begin{aligned} S_n(1) &= 0,27S_{\max}, \theta_{opt} = 120^\circ, \\ S_n(2) &= 0,14S_{\max}, \theta_{opt} = 60^\circ, \\ S_n(3) &= 0,1S_{\max}, \theta_{opt} = 40^\circ. \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь $S_n(1) \dots S_n(3)$ - крутизна преобразования на 1, 2, 3 гармонике гетеродина, а $\theta_{opt}(1) \dots \theta_{opt}(3)$ - соответствующие оптимальные углы отсечки напряжения гетеродина.

Данные соотношения с большой точностью описывают работу полевых транзисторов в режиме преобразования частоты.

Графики зависимостей S_n / S_{\max} для $n = 1, 2, 3$ от угла отсечки приведены на рис. 3.

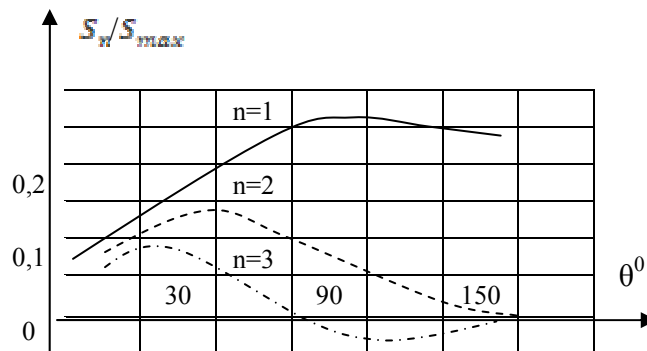


Рис. 3. Зависимости S_n / S_{\max} от угла Θ отсечки тока стока

Из них видно, что при $n=1$ изменение угла отсечки от 90° до 180° мало влияет на крутизну преобразования, но в то же время при $\Theta = 180^\circ$ $S_n(2) = S_n(3) = \dots = S_n(n) = 0$, что очень важно для уменьшения числа

паразитных каналов приёма.

В общем случае частотная характеристика преобразователя частоты, работающего в квазилинейном режиме, имеет вид, приведенный на рис. 4.

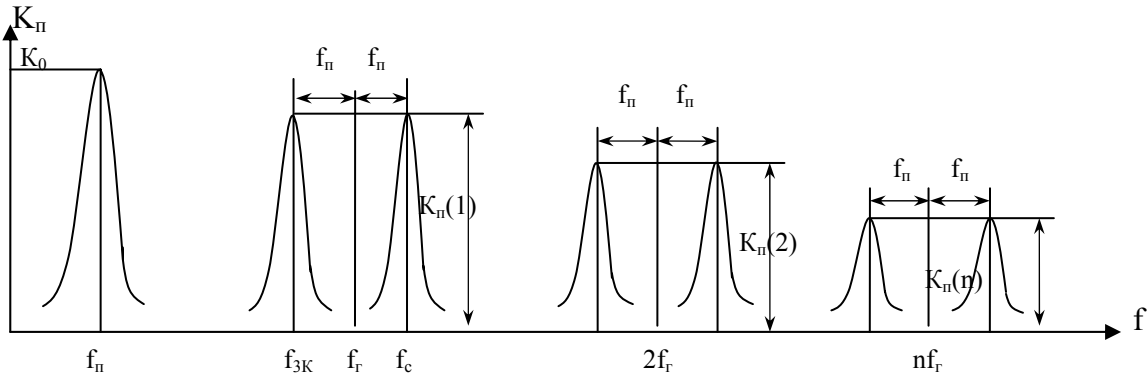


Рис. 4. Частотная характеристика преобразователя частоты

Применение балансных схем преобразователей частоты так же позволяет уменьшить число паразитных каналов приема. Преобразователь частоты можно сделать балансным как для входного, так и для гетеродинного сигналов. Такие схемы называют двойными балансными и обычно выполняют с использованием дифференциальных усилителей или диодов. На рис. 5-7 приведены примеры схем преобразователей частоты.

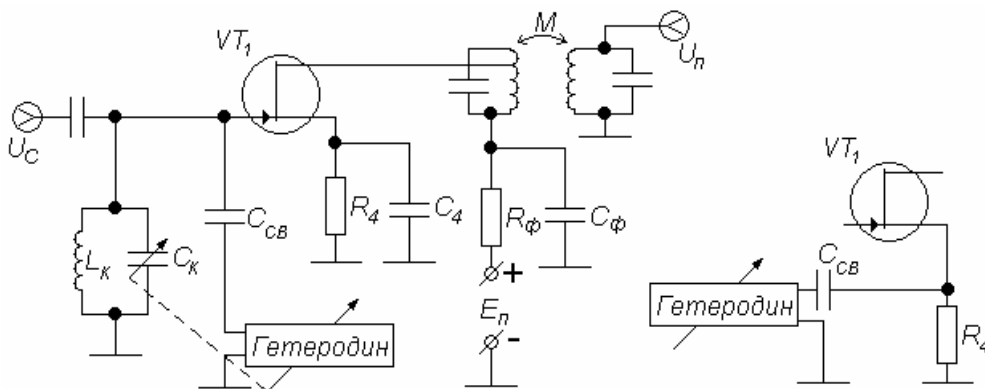


Рис. 5. Преобразователь частоты на полевом транзисторе

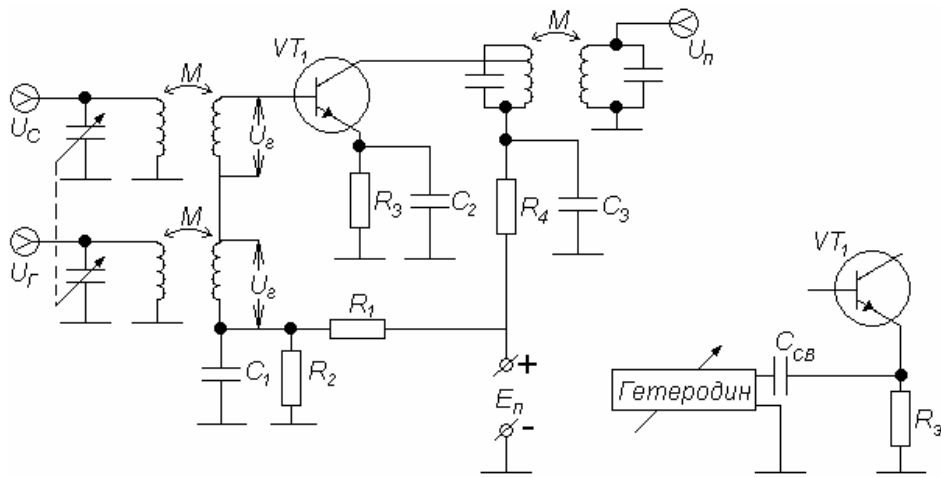


Рис. 6. Преобразователь частоты на биполярном транзисторе

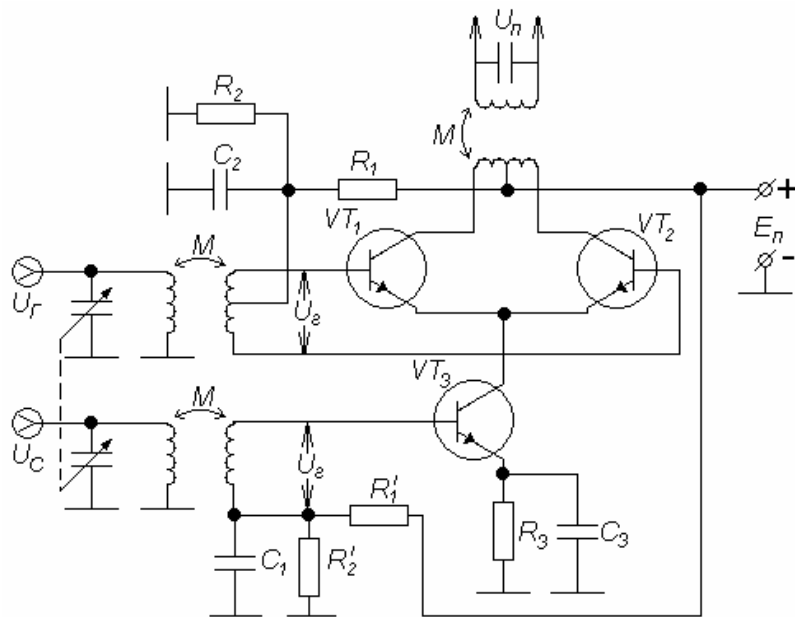


Рис. 7. Преобразователь частоты на дифференциальном каскаде

В схеме преобразователя частоты на однозатворном полевом транзисторе гетеродинное напряжение подается обычно через небольшую емкость связи $C_{св}$ в цепь затвора или истока транзистора. Рабочая точка смесителя задается цепочкой автосмещения $R_u C_u$. В двухзатворных полевых транзисторах напряжения сигнала и гетеродина подаются на разные затворы, что практически полностью устраняет связь между сигнальным и гетеродинным контурами.

Существует много разновидностей смесителей на биполярных транзисторах. Из соображений развязки сигнального и гетеродинного контуров желательно подавать напряжения сигнала и гетеродина на разные электроды транзистора. Связь с гетеродином может быть выполнена как емкостного типа (C_{CB}), так и индуктивного типа (см. рис. 6). Режим по постоянному току и температурная стабилизация обеспечиваются с помощью резисторов R_1, R_2, R_3 .

На рис. 7 показан пример схемы балансного преобразователя частоты, выполненного на интегральной микросхеме, представляющий собой дифференциальный усилитель с генератором стабильного тока (ГСТ). Существуют и другие варианты балансных преобразователей. Общий принцип их действия состоит в том, что из напряжений сигнала и гетеродина одно приложено в обоих плечах синфазно, а второе противофазно.

Пусть, например, на дифференциальный каскад подается напряжение гетеродина $u_2(t) = U_2 \cos \omega_2 t$, а на базу транзистора ГСТ поступает напряжение сигнала $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$, тогда выражение для коллекторного тока транзисторов дифференциального каскада может быть представлено в виде [3,4] :

$$i_{\text{вых}}(t) = \alpha I_0 \left(\frac{b_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega_2 t \right) + \alpha S \frac{b_0}{2} U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + \frac{1}{2} \alpha S U_c \sum_{n=1}^{\infty} b_n \left\{ \cos[(n\omega_2 + \omega_c)t + \varphi_c] + \cos[(n\omega_2 - \omega_c)t - \varphi_c] \right\} \quad (5)$$

где α – коэффициент передачи эмиттерного тока в цепь коллектора транзистора дифференциального каскада; S – крутизна транзистора токопитающего каскада; b_n – коэффициенты разложения коллекторных токов дифференциального каскада в ряд Фурье.

Графики зависимостей b_n от относительных величин амплитуды сигнала гетеродина U_2 / φ_2 (где $\varphi_2 = KT / q$ – температурный потенциал) и от напряжения смещения между базами транзисторов дифференциального каскада U_{cm} показаны на рис. 8.

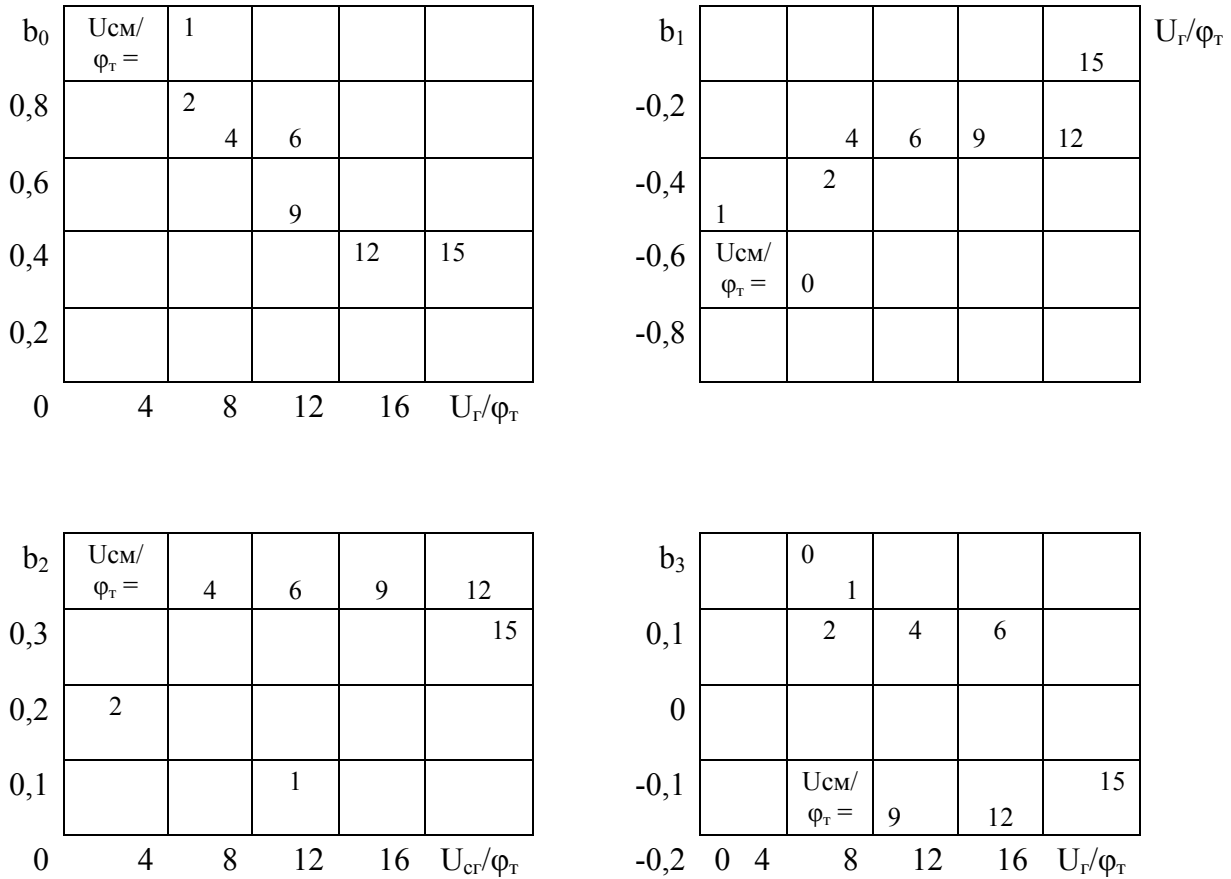


Рис. 8. Графики зависимостей b_n от напряжения гетеродина

Крутизна преобразования в этом случае определяется выражением:

$$S_{\Pi_1} = \frac{di_{вых}}{dU_c} = 0,5\alpha S b_1 \quad (6)$$

Коэффициент передачи смесителя по напряжению для симметричного выхода:

$$K_{\Pi} = 2S_{\Pi_1} R_3, \quad (7)$$

где R_3 – эквивалентное сопротивление нагрузки в коллекторной цепи транзисторов дифференциального каскада на частоте $|\omega_2 - \omega_c|$. Для полосового фильтра:

$$R_3 = \frac{\beta}{(1 + \beta^2) \cdot \rho \cdot Q_3 \cdot m_1 \cdot m_2}.$$

При несимметричном включении нагрузки (только к одному из коллекторов дифференциального каскада) коэффициент передачи смесителя

уменьшается в 2 раза. При симметричном включении нагрузки в спектре выходного сигнала отсутствует составляющая с частотой ω_r .

В случае, если на дифференциальный каскад подается напряжение сигнала, а на токопитающий каскад - напряжение гетеродина, крутизна преобразователя частоты при симметричном выходе вычисляется по формуле:

$$S_{\Pi_2} = \alpha S U_c \frac{db_1}{dU_c} . \quad (8)$$

Из графиков зависимостей b_1 от амплитуды U_r и напряжения смещения $U_{см}$ видно, что смеситель наиболее эффективно работает при нулевом напряжении смещения. При этом в спектре выходного сигнала отсутствуют как четные гармоники частоты ω_r , так и комбинационные составляющие с частотами $2n\omega_r \pm \omega_c$.

Различают два режима работы смесителя при подаче напряжения гетеродина на токопитающий каскад.

Если $U_r < \varphi_r$, то коэффициент $b_1 = -U_r/4\varphi_r$, а все другие коэффициенты $b_n (n \geq 2)$ можно полагать практически равными нулю (рис. 8). В этом случае крутизна преобразования S_{Π_2} максимальна и не зависит от U_r . Выходное напряжение будет пропорционально произведению амплитуд входных напряжений. Режим характеризуется высокой чистотой спектра выходных токов, в котором, кроме основных частот (если выход несимметричный), содержатся только две комбинационные составляющие с частотами $\omega_r - \omega_c$ и $\omega_r + \omega_c$.

При $U_r > (5..7)\varphi_m$, $b_1 \approx const = -2/\pi$.

В этом случае выходное напряжение смесителя максимально и почти не зависит от U_r (рис. 8), что используется для подавления влияния пульсации амплитуды U_r на выходной сигнал смесителя. Смеситель работает в ключевом режиме, причем транзисторы дифференциального каскада поочередно закрываются и открываются с частотой ω_r .

Таким образом, смеситель создает спектр гармоник $|\pm n\omega_r \pm m\omega_c|$, где n и m – натуральные целые числа. При $U_r < \varphi_r$ n равно нулю или единице. Если токопитающий каскад работает в линейном режиме, то m также равно нулю или единице. Нелинейные искажения смесителя очень малы и определяются только искажениями, вносимыми токопитающим каскадом. Коэффициент гармоник напряжения, подаваемого на дифференциальный каскад, слабо влияет на нелинейные искажения в смесителе. Поэтому дифференциальный вход лучше использовать для подачи напряжения гетеродина.

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

В экспериментальной части работы изучаются свойства преобразователя частоты, реализованного с использованием схемы дифференциального усилителя с ГСТ.

Лабораторная установка

Схема лабораторной установки показана на рис. 9.

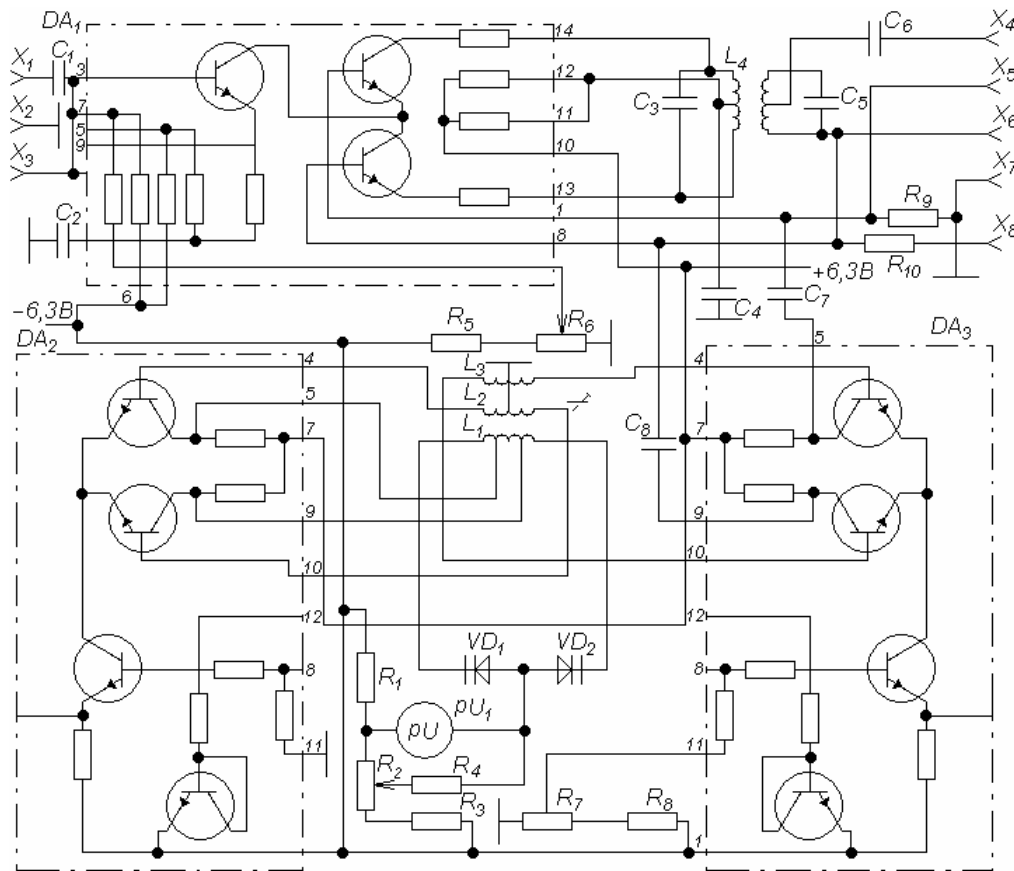


Рис. 9. Схема лабораторной установки

Макет включает в себя балансный смеситель и гетеродин с буферным усилителем, выполненных на микросхемах DA_1 , DA_2 и DA_3 .

Входной сигнал подается на токопитающий транзистор (контакты 3,7) микросхемы DA_1 . На дифференциальный каскад (контакты 1, 2) этой же микросхемы поступает напряжение гетеродина, прошедшее через буферный усилитель на микросхеме DA_3 .

Выбор величины тока, протекающего через микросхему DA_1 , осуществляется резистором R_6 , входящим в делитель напряжения R_5R_6 .

Гетеродин представляет собой генератор гармонических колебаний с трансформаторной обратной связью. Колебательный контур с L_1 , VD_1 и VD_2 включен между коллекторами дифференциального каскада

микросхемы DA_2 . Положительная обратная связь обеспечивается с помощью дополнительной обмотки L_2 , напряжение с которой подается на вход дифференциального каскада. Выходные напряжения, снимаемые с обмотки L_3 относительно нулевой точки, изменяются противофазно и используются для возбуждения буферного усилителя. Настройка гетеродина на требуемую частоту осуществляется путем подачи на варикапы VD_1 , VD_2 напряжения, снимаемого с делителя напряжения R_1 , R_2 , R_3 через развязывающее сопротивление R_4 . В точке соединения резисторов R_1 , R_2 потенциал выбран равным потенциалам коллекторов дифференциального каскада микросхемы DA_2 , что дало возможность измерить напряжение на варикапах VD_1 , VD_2 .

Автогенератор данного типа практически не имеет четных гармоник, что облегчает фильтрацию побочных составляющих выходного сигнала. Буферный каскад служит для уменьшения влияния нагрузки на стабильность частоты генерируемых колебаний гетеродина и позволяет регулировать амплитуду его напряжения, подаваемого на смеситель. Регулировка уровня выходного сигнала осуществляется резистором R_7 .

Нагрузкой смесителя служит двухконтурный фильтр L_4 , C_3 , L_5 , C_5 , настроенный на промежуточную частоту. Преобразование частоты производится за счет изменения крутизны транзисторов при воздействии напряжения гетеродина.

Домашнее задание

1. Вычислить коэффициент передачи по напряжению смесителя с симметричным выходом для включения гетеродина на дифференциальный каскад, а входного сигнала - на токопитаний транзистор. Выбрать оптимальную величину напряжения гетеродина.

2. Рассчитать коэффициент передачи по напряжению смесителя с симметричным выходом при подаче напряжения гетеродина на токопитаний транзистор, а выходного сигнала - на дифференциальный каскад. Расчет произвести для $U_T < \varphi_T$ и $U_T > (5...7) \varphi_T$.

3. Исходные данные для расчета:

$$\begin{aligned} m_1 = 1, \quad m_2 = 0.12, \quad f_{\Pi} = 500 \text{ кГц}; \\ Q_3 = 80, \quad C_3 = 730 \text{ пФ}, \quad \beta = 1. \end{aligned}$$

Параметры транзисторов, входящих в схему смесителя, взять из задания лаб. работы №2.

2.3 Порядок выполнения работы

1. Снять зависимость коэффициента передачи каскада преобразования частоты от величины напряжения гетеродина.

Для этого на вход схемы (гнезда X_1, X_2) подать немодулированное напряжение генератора сигналов высокочастотного (ГСВ) $U_c = 50$ мВ с частотой $f_c = 0,8$ МГц. К выходу смесителя (гнезда X_4, X_7) подключить милливольтметр, а к выходу гетеродина (гнезда X_5, X_8) - осциллограф. Переменный резистор R_6 установить в крайнее левое положение (поворот против часовой стрелки до упора).

Включить тумблер “Сеть”. Установить переменным резистором R_7 на выходе гетеродина по осциллографу напряжение $U_r = 25$ мВ. Вращая ручку переменного резистора R_2 , добиться максимума сигнала на выходе смесителя. Затем, изменяя положение ручки переменного резистора R_7 и отмечая при этом величины напряжения гетеродина и выходного сигнала смесителя, снять требуемую зависимость. Результаты занести в табл. 2.1. Построить график $U_{\text{вых}} = \varphi(U_r)$.

Таблица 2.1

$U_r, \text{ мВ}$	0,5	1	2	5	10	20	50	100	200
$U_{\text{вых}}, \text{ мВ}$									
$K_{\text{п}}$									

На основании полученных результатов сделать вывод о допустимых пределах изменения напряжения гетеродина. Выбрать оптимальное напряжение U_r и установить его на выходе гетеродина.

2. Снять зависимость коэффициента передачи преобразователя частоты от величины напряжения смещения на базе токопитающего транзистора.

Для этого, не изменяя места подключения, амплитуды и частоты ГСВ, места подключения милливольтметра, положения ручек регулировки R_2 и R_7 , отключить осциллограф от гнезда X_5, X_8 и подсоединить к гнездам X_3, X_8 . При помощи осциллографа измерять постоянное напряжение смещения.

Изменяя положение ручки R_6 , и записывая результаты измерения напряжения смещения и показания милливольтметра, снять искомую зависимость. Результаты занести в табл. 2.2. Построить график зависимости $U_{\text{вых}} = \varphi(U_{R6})$.

Таблица 2.2

$U_{R6}, В$	0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0
$U_{ВЫХ}, мВ$									
$K_{П}$									

3. Исследовать частотную характеристику преобразователя частоты, т.е. зависимость напряжения промежуточной частоты от частоты сигнала при постоянной частоте и амплитуде напряжения гетеродина.

Для этого, не изменяя подключений и положений органов регулировок после проведения предыдущего эксперимента, установить ручку R_6 в крайнее левое положение (против часовой стрелки), отключить осциллограф. Изменяя частоту ГСВ от 150 кГц до 3000 кГц и поддерживая неизменным выходное напряжение ГСВ, измерять выходное напряжение смесителя, обратив внимание и особенно тщательно сняв зависимость вблизи зеркальной частоты, частоты, равной промежуточной, побочных каналов, отстоящих от номинальной частоты приемника на $1/2$ и $2/3$ промежуточной частоты, комбинационных каналов вида $mf_c \pm nf_r$, где f_c - частота сигнала ГСВ на входе; f_r - частота гетеродина приемника; $f_{П}$ - промежуточная частота приемника; $n = 1, 2, 3, \dots$, $m = 1, 2, 3, \dots$. Результаты занести в табл. 2.3 и отобразить на графике $U_{ВЫХ} = \varphi(f_c)$.

Таблица 2.3

$f_c, мГц$	
$U_{ВЫХ}, мВ$	
$U_{ВЫХ}/U_{ВЫХ}$	

4. Снять зависимость частоты гетеродина от величины напряжения смещения на варикапах VD_1 и VD_2 .

Для этого ручку переменного резистора R_7 установить в крайнее левое положение (против часовой стрелки). В гнездах X_5, X_7 подключить частотомер. Изменяя положение ручки переменного резистора R_2 и отмечая показания прибора pU_1 и частотомера, снять искомую зависимость. Результаты занести в табл. 2.4. Построить график $f_r = f(U_{ин})$.

Таблица 2.4

$U_{ип}, В$	0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0
$F_{г}, кГц$									

Контрольные вопросы

1. В чем состоит принцип преобразования частоты? Назначение преобразователя частоты.
2. Какие дополнительные каналы приема возникают при преобразовании частоты?
3. Каковы критерии выбора величины напряжения гетеродина в преобразователе частоты?
4. В каких случаях используется двойное преобразование частоты?
5. Принцип балансного преобразования частоты. В чем состоят преимущества балансных преобразователей частоты?
6. Что такое сопряжение настроек контуров? Как оно осуществляется?
7. Поясните причины появления свистов в приемнике.
8. Что такое крутизна преобразования?
9. Расскажите о методах расчета крутизны преобразования.
10. Какой транзистор лучше работает в смесителе: биполярный или полевой? Почему?
11. Нарисуйте схемы смесителей на биполярных, полевых транзисторах.
12. Что такое "верхняя" и "нижняя" настройка гетеродина? Какая из этих настроек чаще применяется и почему?
13. Что такое "зеркальная" помеха? Чем определяется избирательность по отношению к "зеркальной" помехе?
14. Каковы особенности работы смесителя, собранного на микросхеме дифференциального усилителя?
15. Особенности выполнения преобразователей частоты СВЧ диапазона.

ЛИТЕРАТУРА

1. Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1986. - С. 91-97, 101-112.
2. Радиоприемные устройства: Учебное пособие / Давыдов Ю.Т., Данич Ю.С. и др. /Под ред. А.П. Жуковского. М.: Высшая школа, 1989.

С. 81-96.

3. Сергеев В.Г. Устройства приема и цифровой обработки сигналов. Преобразователи частоты. М.: МИИГА, 1986. С.10-41.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 4 **«ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО И ЧАСТОТНОГО ДЕТЕКТОРОВ»**

Целью работы является ознакомление со схемами амплитудного и частотного детекторов, экспериментальное изучение свойств диодного амплитудного и балансного частотного детектора, приобретение навыков по расчету их параметров, настройке и регулировке.

1. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

В амплитудном детекторе осуществляется выделение огибающей амплитудно-модулированного сигнала с одновременным устранением несущего колебания. Роль несущих колебаний могут выполнять как гармонические колебания, так и последовательности радио- или видеоимпульсов.

В частотном детекторе выделяется низкочастотная модулирующая частота из частотно-модулированного сигнала.

В состав любого детектора входит нелинейный элемент для образования спектральных компонент, соответствующих модулирующей частоте, и линейный фильтр, для выделения компонент, соответствующих спектру модулирующих частот, и устранения компонент, соответствующих спектру несущего колебания и его гармоник. Таким образом, функциональная схема детектора может быть представлена в виде последовательно соединенных нелинейного элемента и фильтра нижних частот. В качестве нелинейных элементов используют полупроводниковые диоды, а также биполярные и полевые транзисторы. Роль фильтра, как правило, выполняет цепь, состоящая из резистора и шунтирующей его емкости. В настоящее время элементы детектора чаще реализуют в одной микросхеме.

На рис.1 показана схема последовательного амплитудного детектора, а на рис.2 - параллельного детектора.

Схема параллельного амплитудного детектора дополнена фильтром нижних частот $R_{\phi}C_{\phi}$.

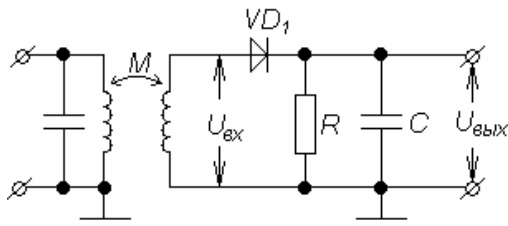


Рис.1. АД последовательного типа

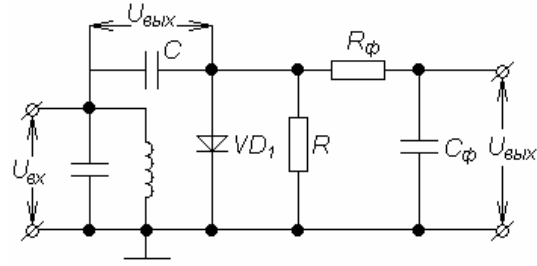


Рис.2. АД параллельного типа

Свойства детекторов принято характеризовать следующими показателями:

1. Коэффициент передачи для немодулированного сигнала

$$k_{д=} = \Delta U_{=} / U_0 \quad (1)$$

и для модулированного сигнала

$$k_{д\Omega} = \frac{|U_{\Omega}|}{m_0 U_0} \quad (2)$$

где $\Delta U_{=} = U_{=} - U_n$ - прирост постоянного напряжения на нагрузке $U_{=}$ по сравнению с напряжением покоя U_n , вызванного приложением к входу детектора немодулированного колебания с амплитудой U_0 ;

U_{Ω} - амплитуда выходного напряжения модуляционной частоты Ω ;

$m_0 U_0$ - амплитуда изменения огибающей входного модулированного сигнала.

2. Входное сопротивление

$$\dot{Z}_{вх} = \dot{U}_0 / \dot{I}_{0\omega}$$

Реактивная составляющая входного сопротивления обычно является емкостной, она легко находится из схем детектора и компенсируется настройкой входного контура. Поэтому аналитически обычно рассчитывается активное входное сопротивление детектора

$$R_{вх} = \frac{U_0}{I_{0\omega}} \quad (3)$$

Здесь $I_{0\omega}$ - амплитуда первой гармоники входного тока детектора.

3. *Выходное сопротивление детектора*, обычно также рассчитывается активная составляющая сопротивления

$$R_{i_d} = \frac{U_{\Omega}}{I_{\Omega}} \quad (4)$$

4. *Частотные и фазовые искажения огибающей* характеризуются, как и для усилителей, значениями нижней и верхней граничных частот и отклонениями фазовой характеристики от касательной к ней в точке $\Omega = \Omega_0$ на граничных частотах.

5. *Нелинейные искажения* оцениваются по величине коэффициента нелинейных искажений

$$k_H = \sqrt{p_2 + p_3 + \dots} / p_1$$

где p_2, p_3, \dots - мощности гармонических составляющих частот модуляции;
 p_1 - мощность выходного сигнала на частоте модуляции.

6. *Коэффициент подавления несущего колебания*

$$\eta_{\Pi} = \frac{\Delta U_{0_{\text{вых}}}}{U_0}, \quad (5)$$

где $\Delta U_{0_{\text{вых}}}$ - амплитуда несущего колебания на выходе детектора.

Величина коэффициента подавления зависит от схемы детектора, параметров фильтра, вида и режима работы нелинейного элемента.

Все качественные показатели детектора зависят в общем случае от амплитуды подаваемых на него колебаний, поэтому принято рассматривать отдельно детектирование слабых и сильных сигналов. Для этих двух режимов разработаны достаточно точные аналитические методы расчета амплитудных детекторов. При этом само понятие "слабого" или "сильного" сигнала относительно и зависит от свойств применяемого нелинейного элемента.

При поступлении на вход детектора "слабых" сигналов говорят, что имеет место режим квадратичного детектирования. Коэффициент передачи квадратичного детектора

$$k_D = -\frac{S'R_H}{2(1+SR_H)}U_{m\omega}, \quad (6)$$

где S, S' - крутизна В/А характеристики диода и ее производная кривизна в

точке $U=0$.

Коэффициент передачи зависит от амплитуды входного сигнала, имеет малую величину и чем меньше амплитуда, $U_{m\omega}$ тем менее эффективно детектирование. Напряжение на выходе детектора пропорционально квадрату входного напряжения

$$U_{\omega} = \frac{1}{4} \cdot \frac{S' R_H}{1 + SR_H} \cdot U_{m\omega}^2. \quad (7)$$

Другими существенными недостатками квадратичного режима являются значительные нелинейные искажения модулирующего сигнала (достигающие величины $m/4$) и низкое входное сопротивление детектора $R_{ex} \cong 1/S$.

В режиме линейного детектирования (сильный сигнал) коэффициент передачи детектора практически не зависит от амплитуды входного сигнала, а определяется углом отсечки тока, текущего через диод

$$k_d = \cos \theta. \quad (8)$$

Работа детектора описывается трансцендентным уравнением

$$\operatorname{tg} \theta - \theta = \frac{\pi}{SR}, \quad (9)$$

которое решается графически или подбором. При увеличении SR угол отсечки уменьшается и в пределе стремится к нулю. При $SR \geq 30$ $\theta = \sqrt[3]{3\pi/SR}$. В случае, если есть необходимость учета обратного сопротивления диода, то

$$\theta \approx \sqrt[3]{3\pi/SR \cdot (1 + R/R_{iобр})}.$$

Угол отсечки, в этом случае, увеличивается, а коэффициент передачи детектора уменьшается. Входное сопротивление последовательного линейного амплитудного детектора в общем случае определяется выражением

$$R_{BX} = R \cdot \frac{\operatorname{tg} \theta - \theta}{\theta - 0.5 \sin 2\theta}, \quad (10)$$

а при малых углах отсечки $R_{ex} \approx R/2$, для параллельного детектора $R_{ex} \approx R/3$.

Элементы нагрузки детектора рассчитываются исходя из условий его безынерционной работы и отсутствия искажений, обусловленных

разностью величины нагрузки по постоянному току и токам модулирующей частоты.

Эквивалентная емкость нагрузки рассчитывается из двух условий. Из условия отсутствия нелинейных искажений при максимальном (критическом) коэффициенте модуляции m_{\max} и максимальной частоте модуляции F_{\max} вследствие инерционности детектора.

$$C \leq \frac{\sqrt{1 - m_{\max}^2}}{2\pi F_{\max} R \cdot m_{\max}} \quad (11)$$

и из условия допустимых частотных искажений

$$C \leq \frac{\sqrt{M_B^2 - 1}}{2\pi F_{\max} R R_{ig}}, \quad (12)$$

где $R_{ид} \approx \frac{\pi}{S\theta}$ - динамическое внутреннее сопротивление детектора, а

M_B - коэффициент частотных искажений на F_{\max} (обычно $M_B = 1,05 - 1,2$).

Из двух полученных значений C выбирают меньшую величину. Обычно при выполнении первого условия (безынерционности детектора) обеспечивается и выполнение второго условия малости частотных искажений. Следует помнить, что с уменьшением C ухудшается фильтрация напряжения промежуточной частоты, которая проходит на выход детектора.

Для увеличения входного сопротивления амплитудного детектора, уменьшения нелинейных искажений при детектировании и увеличения коэффициента фильтрации сигнала промежуточной частоты часто идут на уменьшение коэффициента передачи детектора, применяя разделенную нагрузку в виде делителя из двух резисторов R' и R'' , как это показано на рис.3

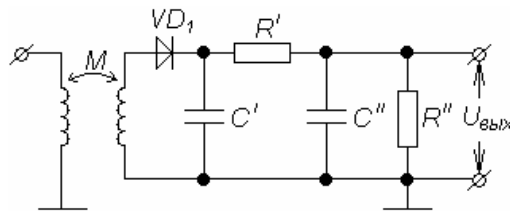


Рис. 3. Схема АД с разделенной нагрузкой

Величину R'' при $m_{\max} = 0,8$ принимают равной

$$R'' = 0.1R \left(1 + \sqrt{1 + 20 \frac{R_{ex.VHЧ}}{R}} \right), \quad (13)$$

где $R_{\text{exУНЧ}}$ - входное сопротивление каскаде УНЧ, подключаемого к выходу детектора. Тогда $R' = R - R''$. Емкости нагрузки детектора определяются из соотношений

$$C'' = \frac{0.5 \dots 0.8}{f_{\Pi} R'} - (C_{\text{ex}} + C_{M2}); \quad C' = C - \frac{0.5 \dots 0.8}{f_{\Pi} R'}. \quad (14)$$

где C_{ex} - входная емкость УНЧ; C_{M2} - емкость монтажа со стороны входа УНЧ. Коэффициент фильтрации напряжения промежуточной частоты

$$\eta_{\phi} = \frac{1}{C'_{\text{д}}} (2\pi \cdot f_{\Pi} C' C'' R'), \quad (15)$$

где $C'_{\text{д}} = C_{\text{д}} + C_{M1}$ - сумма емкости диода и емкости монтажа цепи диода.

Обычно $C_{M1} = (2-5) \text{ пФ}$.

Напряжение звуковой частоты на входе УНЧ

$$U_{\Omega} = U_{\omega} k_p m, \quad (16)$$

где k_p - коэффициент передачи детектора с учетом деления нагрузки

$$k_p = k_g \frac{R'' R_{\text{exУНЧ}}}{R'(R'' + R_{\text{exУНЧ}}) + R'' R_{\text{exУНЧ}}}. \quad (17)$$

Для частотного детектирования ЧМ колебание преобразуется в колебание, модулированное на амплитуде, фазе или в импульсно-модулированное колебание, с последующим применением амплитудного, фазового или пикового детекторов.

На рис.4 представлена схема балансного частотного детектора с фазовым преобразованием вида модуляции, выполненного на основе двухконтурного полосового фильтра L1C2 и L2C6 и двух амплитудных детекторов VD1, R, C и VD2, R, C [1.3]

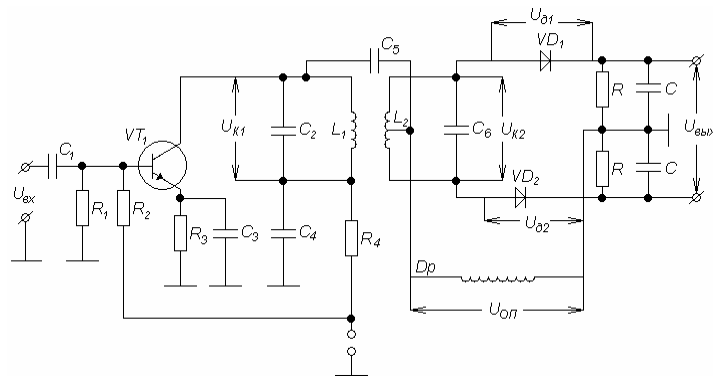


Рис.4. Балансный ЧД со связными контурами

Транзистор VT1 обычно работает в режиме амплитудного ограничителя. Его рабочая точка и температурная стабилизация обеспечиваются резисторами R1, R2 и R3.

Расчет преобразователя вида модуляции проводят по заданному значению допустимых нелинейных искажений K_r модулирующего сигнала. Наименьшие нелинейные искажения соответствуют значению фактора связи между контурами $\beta = 2..3$. Наибольшая крутизна детекторной характеристики обеспечивается при $\beta = 1$.

В табл.1.1 приведены величины K_r и соответствующих им коэффициентов использования полосы пропускания частотного детектора $B = 2\Delta F \max / \Delta F$ (где $F \max$ - максимальная девиация частоты, ΔF полоса пропускания ЧМ детектора, определяемая разностью частот между экстремумами статической характеристики детектора) и отношений $\gamma = k_{ПМ} / k_{ПМ \max}$, где $k_{ПМ}$ и $k_{ПМ \max}$ - рабочий и максимально возможный при $\beta \rightarrow \infty$ коэффициенты передачи преобразователя модуляции.

Таблица 1.1

$K_r, \%$		0.2	0.6	1.0	1.4	2.0	3.0	4.0	5.0
$\beta = 1$	γ	0.005	0.015	0.025	0.035	0.042	0.067	0.085	-
	B	0.15	0.27	0.35	0.41	0.47	0.58	0.67	-
$\beta = 2$	γ	0.07	0.12	0.17	0.21	0.25	0.3	0.33	0.36
	B	0.35	0.48	0.56	0.62	0.68	0.76	0.82	0.87
$\beta = 3$	γ	0.02	0.07	0.59	0.61	0.63	0.66	0.67	0.69
	B	0.15	0.32	0.87	0.89	0.9	0.9	0.9	0.9

По допустимому значению коэффициента гармоник K_r следует найти максимальное отношение γ , что определяет B и β . Для выбранного значения B вычисляется полоса пропускания частотного детектора $\Delta F = 2\Delta F \max / B$. Зная β , можно рассчитать требуемую эквивалентную добротность связанных контуров $Q_3 = \beta(f_{П} / \Delta F)$ - и коэффициент связи между контурами $k_{св} = \beta / Q_3$.

Входное сопротивление частотного детектора, обеспечивающее требуемое эквивалентное затухание второго контура при полном подключении к нему детектора, определяется выражением

$$R_{\text{вх}} = \pi f_{\Pi} L (Q_K - Q_{\text{Э}})^{-1} Q_K Q_{\text{Э}}, \quad (18)$$

где Q_K - конструктивная добротность контура.

Коэффициент подключения транзистора ограничителя к первому контуру

$$P_1 = \sqrt{\frac{Q_K - Q_{\text{Э}}}{2\pi f_{\Pi} L Q_K Q_{\text{Э}} (G_{\text{вх}} + G_{\text{вх}})}}, \quad (19)$$

где $R_{\text{вх}}$ - выходное сопротивление ограничителя.

Сопротивления нагрузки детектора R определяются формулой

$$R = \frac{2R_{\text{обп}} R_{\text{вх}}}{R_{\text{обп}} - 3R_{\text{вх}}}; \quad (20)$$

при этом должно выполняться условие $R_{\text{обп}} > 3R_{\text{вх}}$.

Емкости, шунтирующие R , вычисляются по формуле

$$C \leq \frac{\sqrt{1 - m_{\text{max}}^2}}{2\pi F_{\text{max}} R m_{\text{max}}}, \quad (21)$$

где $m_{\text{max}} \approx 0.5$ – максимальный коэффициент модуляции сигнала на выходе АМ детектора.

Угол отсечки тока диодов АМ детектора, как и в предыдущем случае, находится по формуле

$$\theta = \sqrt[3]{3\pi / SR}.$$

Крутизна характеристики АМ детектора и его внутреннее сопротивление равны

$$S_{\text{д}} = \frac{\sin \theta}{\pi}, \quad R_{\text{вд}} = \frac{\pi}{S\theta}.$$

Коэффициент передачи детектора АМ сигналов

$$k_{\text{д}} = S_{\text{д}} R_{\text{общ}}, \quad R_{\text{общ}} = 1 / \left(\frac{1}{R_{\text{вд}}} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{\text{вхНЧ}}} \right).$$

Тогда коэффициент передачи детектора ЧМ сигналов (без учета коэффициента передачи ограничителя) будет равен

$$k_{\text{ЧД}} = 0,5 p_1 R_3 k_D \varphi(\beta, \sigma_M), \quad (22)$$

где $R_3 = 2\pi f_{\Pi} L Q_3$ - эквивалентное сопротивление контура преобразователя модуляции.

$$\varphi(\beta, \sigma_M) = \frac{\sqrt{1+(\beta/2+\sigma_M)^2} - \sqrt{1+(\beta/2-\sigma_M)^2}}{\sqrt{1+\beta^2 - \sigma_M^2} + 4\sigma_M^2},$$

$\sigma_M = \frac{2\Delta F \max}{f_{\Pi}} Q_3$ - обобщенная расстройка, соответствующая максимальной девиации частоты.

При $\left(\frac{\sigma_M}{\beta}\right)^2 \ll 1$

$$\varphi(\beta, \sigma_M) \approx \frac{2\beta\sigma_M}{(1+\beta^2)\sqrt{4+\beta^2}}.$$

Величину емкости C вычисляют по формуле $\frac{(50...100)}{2\pi f_{\Pi} R_3}$. Индуктивность дросселя должна быть примерно в 10 раз больше индуктивности контурных катушек.

Амплитудно-частотная характеристика ЧД с учетом ограничителя определяется выражением $U_{\text{вых}} = |y_{21}| U_{\text{вх}} p_1 k_g \varphi(\beta, \sigma)$,

где $\sigma = \frac{2\Delta f}{f_{\Pi} d_3}$ - обобщенная расстройка при выбранных Δf .

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

В экспериментальной части работы изучаются свойства последовательного амплитудного детектора и балансного частотного детектора с фазовым преобразованием вида модуляции.

Лабораторная установка

Исследуемые схемы детекторов показаны на рис.5 и рис.6. Детектор АМ сигналов (рис.5) собран по последовательной схеме. Модулированный сигнал через обмотку связи L1 поступает на колебательный контур L2C1, настроенный примерно на частоту (450 – 500) кГц. Величины сопротивления нагрузки и шунтирующей емкости изменяются переключателями S1 и S2. Исследование детектора с разделенной нагрузкой производится при установке S2 в положение 3. При этом тумблер S3 поз-

воляет сравнить параметры выходных сигналов, получаемых при разделении и без разделения нагрузки.

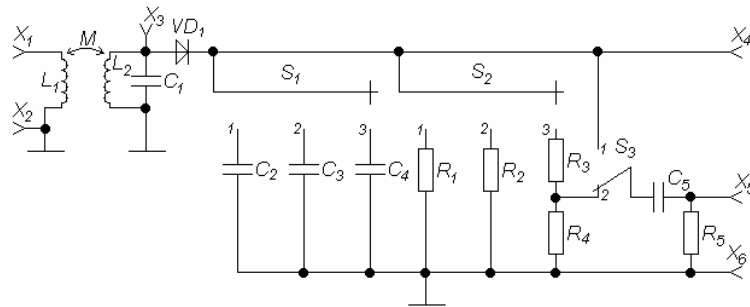


Рис. 5. Схема лабораторного макета АД

Детектор ЧМ сигналов (рис.6) собран в том же блоке, что и детектор амплитудно-модулированных сигналов. Его схема, для подавления паразитной амплитудной модуляции, содержит ограничитель, собранный на микросхеме 175 УВ2.

В другом варианте макет схемы ЧД реализован на специализированной МС 235 ДС1, представляющей собой схему балансного детектора с фазовым преобразованием вида модуляции [21].

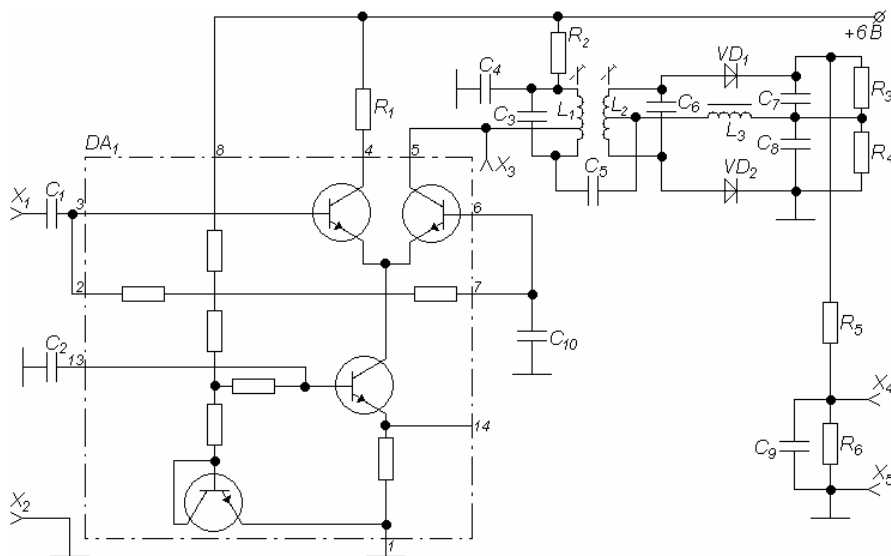


Рис. 6. Схема лабораторного макета частотного детектора

Высокочастотный дроссель L3 -служит для прохождения низкочастотных составляющих. Фильтр R5C9 необходим для ослабления высокочастотного напряжения и коррекции частотной характеристики на верхних частотах из-за вводимого в них подъема в передатчиках ЧМ, повышающего

помехоустойчивость приема ЧМ сигналов.

Особенностью схемы дифференциального усилителя (ДУ), на котором собран амплитудный ограничитель, является сильная зависимость его коэффициента передачи от величины входного сигнала. При отсутствии смещения между базами дифференциального каскада верхний и нижний пороги ограничения равны $U_{огр} = \pm 5\varphi_T$. Максимальный размах выходного напряжения при несимметричном и симметричном выходах соответственно $U_{выхH} = \alpha \cdot I_{II} R_{Э}$ и $U_{выхC} = 2\alpha \cdot I_0 R_{Э}$, обозначения аналогичны обозначениям, принятым ранее.

2.2 Домашнее задание

1. Произвести расчет элементов схемы и коэффициента передачи линейного диодного детектора АМ сигналов с разделенной нагрузкой и частотного детектора (без учета коэффициента передачи ограничителя).

2. Исходные данные для расчета:

$S = 30$ мСм; $R = 6$ кОм; $R_{iобр} = 120$ кОм; $m_{max} = 0,8$; $F_{maxAM} = 3400$ Гц;

$R_{вхУНЧ} = 2$ кОм; $C_{вх} = 30$ пФ; $f_{ПAM} = 500$ кГц; $f_{ПЧМ} = 6,8$ МГц; $\beta = 2$;

$I_0 = 1,3$ мА; $L = 16$ мкГ; $\alpha = 0,987$; $Q_K = 70$; $Q_{Э} = 50$;

$\Delta F_D = 50$ кГц; $F_{maxЧМ} = 12500$ Гц; $K_r = 2,0\%$.

2.3 Порядок выполнения работы

1. Снять зависимость коэффициента передачи детектора АМ колебаний от амплитуды входного сигнала при различных сопротивлениях нагрузки.

Для этого к гнездам X1, X2 амплитудного детектора подключить генератор сигналов высокочастотный (ГСВ), настроенный на частоту контура (450~500) кГц, работающий в режиме внутренней модуляции сигналом с частотой 1000 Гц при глубине модуляции $m = 30\%$. Амплитуду сигнала установить равной ~0,5В. К гнездам X4 X6 подсоединить милливольтметр. Переключатель S1 поставить в положение 2, S2 - в положение 1, S3 - в положение 1. Подстроить ГСВ на частоту настройки контура, добиваясь максимума выходного напряжения. Изменяя выходное напряжение ГСВ от 0 В до максимума, снять зависимость выходного сигнала $U_{m\Omega}$ от входного $U_{m\omega}$. Рассчитать коэффициент передачи. Во время измерений следить за постоянством m . Результаты занести в табл.2.1

Таблица 2.1

$U_{m\omega}, \text{В}$	1	0.5	0.2	0.1	0.05	0.02	0.01
$U_{m\Omega}, \text{В}$							
K_d							

Повторить измерения, устанавливая S2 сначала в положение 2, а затем - в 3. Построить графики зависимостей $K_d = \psi(U_{m\omega})$.

2. Оценить влияние на частотную характеристику АМ детектора изменения величины емкости и сопротивления нагрузки.

Для этого подать на вход детектора (гнезда X1, X2) напряжение, промодулированное от внешнего генератора низкой частоты. Установить глубину модуляции (m), равную (30...50)%.

Переключатель S1 поставить в положение 1, S2 - положение 2, S3 - в положение 1. К выходу детектора (гнезда X5, X6) подключить милливольтметр.

Изменяя частоту модулирующего сигнала от 200 Гц до 100 кГц, снять зависимость выходного напряжения детектора от частоты. Во время измерений следить за постоянством коэффициента модуляции. Результаты измерений занести в табл. 2.2.

Таблица 2.2

F, кГц	0.2	0.5	1	2	5	7.5	10	15	20	30	50	100
$U_{m\Omega}, \text{В}$												

Повторить измерения, устанавливая S1 в положения 2 и 3, а затем при S1- в положение 2 и S2 - в положение 3. Объяснить полученные результаты. Построить графики зависимости $U_{m\Omega} = \psi(F)$.

3. На нескольких частотах модуляций с помощью осциллографа просмотреть и зарисовать наиболее характерные осциллограммы выходного напряжения для различных сопротивлений и конденсаторов нагрузки.

Для этого установить сначала частоту модуляции 400 Гц, а затем 20 кГц и изменяя глубину модуляции от 30% до 80%, просмотреть осциллограммы напряжений при установке S3 в положение 1 и 2, S2 - в положение 3, S1 последовательно в положения 1,2,3.

4. Снять детекторную характеристику детектора ЧМ колебаний.

Для этого к гнездам X1, X2 детектора ЧМ сигналов подключить ГСВ с выходным немодулированным напряжением (0,01...0,05)В. К гнездам X4,X5 подсоединить осциллограф, включить тумблер "Сеть". Изменяя частоту ГСВ от 6 до 7 МГц (для макета на МС 235ДС1 от 10,0 до 11,0 МГц) и, отмечая уровень постоянной составляющей на экране осциллографа, снять зависимость выходного напряжения детектора ЧМ сигналов от частоты. Результаты занести табл.2.3. Построить график зависимости $U_{выхЧД} = \psi(f)$.

Таблица 2.3

$f, \text{МГц}$	
$U_{вых}, \text{В}$	

Контрольные вопросы

1. Расскажите о назначении детектора, его основных характеристиках.
2. Поясните особенности детектирования “слабых” и “сильных” сигналов.
3. Нарисуйте схемы амплитудного и частотного детекторов.
4. Расскажите о выборе элементов нагрузки амплитудного, частотного детекторов.
5. Какие элементы влияют на частотные искажения в детекторе? Критерии выбора величины этих элементов.
6. Что такое коэффициент фильтрации детектора? Какие элементы влияют на его величину?
7. В чем состоят особенности детектирования однополосных сигналов?
8. Для чего применяется разделенная нагрузка детектора?
9. Сравните по параметрам последовательный и параллельный диодный детекторы АМ сигналов.
10. В чем заключается особенность построения импульсного детектора?
11. На векторной диаграмме поясните процессы, происходящие в ЧМ детекторе.
12. Для чего перед ЧМ детектором устанавливают ограничитель амплитуды?
13. От каких параметров АМ детектора зависит его коэффициент передачи?
14. Сравните транзисторный и диодный детекторы АМ сигналов.
15. Какова детекторная характеристика детектора ЧМ сигналов. Как влияет фактор связи между контурами на ее форму?
16. Поясните от каких факторов зависит крутизна детекторной характеристики частотного детектора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства. Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1986.-С.138-154, 161-170.
2. Радиоприемные устройства: Учебное пособие./Давыдов Ю.Т., Данич Ю.С. и др./ Под ред. А.П. Жуковского. М.: Высшая школа, 1989.-С.122-141, 146-158.
3. Сергеев В.Г., Детектирование радиосигналов. Учебное пособие. МГТУ ГА, 1996. С. 11-21, 45-53.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	3
1. Подготовка к выполнению лабораторных работ.....	3
2. Выполнение работы в лаборатории и обработка результатов.....	4
3. Составление отчёта.....	4
4. Сдача отчёта и защита результатов.....	5
Лабораторная работа №1	
Исследование входных цепей радиоприемных устройств.....	6
Лабораторная работа №2	
Исследование усилителей радиочастоты и промежуточной частоты радиоприемного устройства	19
Лабораторная работа №3	
Исследование преобразователя частоты.....	32
Лабораторная работа №4	
Исследование амплитудного и частотного детекторов.....	47

